J. NIARD

COURS D'ÉLECTRICITÉ

T F1 et F3

MACHINES ÉLECTRIQUES

NATHAN TECHNIQUE

AVERTISSEMENT

Le présent ouvrage est conforme au nouveau programme des classes terminales F_3 « ÉLECTROTECHNIQUE ». A condition de laisser de côté les chapitres, paragraphes et problèmes marqués d'un astérisque il convient également pour les classes terminales F_1 « CONSTRUCTION MÉCANIQUE ».

Nous avons adopté le plan suivant :

Circuit magnétique en continu (chapitres 1 et 2).
Machines à courant continu (chapitres 3 à 12).
Circuit magnétique en alternatif et transformateur (chapitres 13 à 16).
Alternateur (chapitres 17 et 18).
Production et distribution (chapitres 19 et 20).
Moteurs à courant alternatif (chapitres 21 à 26).

A notre avis, il est difficile à un étudiant d'admettre qu'un transformateur « parfait » puisse ne consommer aucun courant à vide. Aussi avons-nous dans un premier temps considéré un transformateur « parfait » consommant un courant purement magnétisant déphasé de 90^0 sur la tension. Dans un deuxième temps, pour établir que le rapport des courants est égal au rapport inverse des tensions, nous avons montré que le courant à vide pouvait être négligé devant les courants en charge et obtenu ainsi un transformateur qualifié « d'idéal » dont les propriétés s'expriment simplement. Il est ensuite facile d'interpréter ces dernières pour le transformateur réel.

Le moteur asynchrone est un gros problème pour l'enseignement à ce niveau. Nous avons dissocié son étude en trois chapitres.

Dans le premier chapitre sont établies les formules du glissement, du couple et du rendement.

Le second chapitre est une étude pratique s'appuyant sur des essais complets dont tous les résultats sont donnés. L'analyse de ceux-ci conduit aux propriétés du moteur en fonctionnement. En ce qui concerne le problème de la séparation des pertes dans le fer du stator et des pertes mécaniques, nous avons taillé dans le vif et admis le partage moitié-moitié en espérant que cette solution simple sera un jour retenue par tous. A titre d'information, en se plaçant dans les cas extrêmes où toute la puissance serait perdue soit dans le fer soit sous forme mécanique on obtiendrait entre les deux rendements un écart de 0,1 %. Le partage moitié-moitié ne peut donc qu'être plus favorable.

Le troisième chapitre est une étude mathématique simplifiée, parfaitement accessible, où est établie la formule du couple en fonction du glissement. Ce chapitre éclaire les précédents mais il peut être totalement abandonné si on le juge utile ou si le temps manque.

A la fin de chaque chapitre nous avons proposé quatre exercices simples qui sont des applications directes de formules; ils pourront, par exemple, être exploités lors des interrogations orales et permettront aux autodidactes de contrôler leurs connaissances.

Nous remercions vivement les sociétés « Jeumont-Schneider », « Chauvin-Arnoux », « Petite mécanique électricité » (P.M.É), « A.O.I.P. » et « Zivy » pour leur documentation.

J. NIARD.

TABLE DES MATIÈRES

1	***Lois du circuit magnétique***	
	Problèmes	12
2	***Électroaimants***	16
	Problèmes	19
3	***Organisation de la machine à courant continu (moteur et génératrice)***	22
4	***Génératrice bipolaire*** (dynamo bipolaire)	30
	Problèmes	38
5	***Génératrice à excitation indépendante***	39
	Problèmes	52
6	***Génératrice shunt***	57
	Problèmes	63
7	***Autres génératrices***	66
	Problèmes	75
8	***Moteur bipolaire à courant continu. Généralités***	78
	Problèmes	86
9	***Moteur bipolaire à excitation indépendante. Fonctionnement sous tension constante***	88
	Problèmes	94
10	***Moteurs à excitation shunt, série et composée***	97
	Problèmes	104
11	***Rendement des machines à courant continu***	109
	Problèmes	113
12	***Compléments***	115
	Problèmes	123
13	***Circuit magnétique en alternatif***	129
	Problèmes	140
14	***Le transformateur***	143
	Problèmes	152

15 ***Transformateur réel en charge*** 155
Problèmes 167

16 ***Usage des transformateurs*** 171
Problèmes 179

17 ***Organisation de l'alternateur*** 183
Problèmes 194

18 ***Fonctionnement de l'alternateur*** 196
Problèmes 210

19 ***Production de l'énergie électrique*** 213
Problèmes 222

20 ***Transport et distribution*** 224
Problèmes 233

21 ***Champs tournants*** 237

22 ***Moteur synchrone triphasé*** 245
Problèmes 253

23 ***Étude du moteur asynchrone triphasé*** 257
Problèmes 269

24 ***Fonctionnement du moteur asynchrone triphasé*** 272
Problèmes 287

25 ***Étude mathématique simplifiée du moteur asynchrone triphasé*** . 291
Problèmes 303

26 ***Autres moteurs alternatifs*** 305

PROBLÈMES DE RÉVISION 319

SYMBOLES GRAPHIQUES

Courant continu.

Courant alternatif.

Conducteurs se croisant sans connexion.

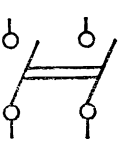
Croisement de conducteurs connectés.

Ligne trifilaire (représentation simplifiée).

Borne ou contact (2 variantes).

Interrupteur monopolaire.

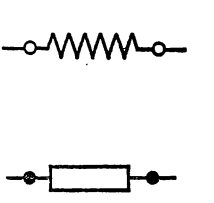
Interrupteur bipolaire.



Prise de courant bipolaire.

Mise à la terre ou à la masse.

Résistance quelconque (2 variantes).



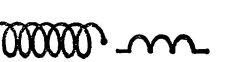
Résistance non inductive.

Résistance variable.

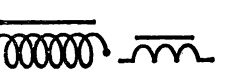
Rhéostat.

Lampe.

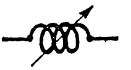
Symboles d'une inductance sans fer.



Symboles d'une inductance avec fer.



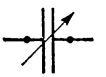
Inductance variable.



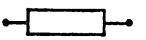
Inductances couplées par mutuelle.

Condensateur.

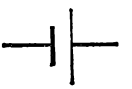
Condensateur variable.



Impédance dont la nature est précisée.



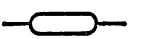
Générateur chimique (1 élément). Le trait long et fin est le pôle +.



Batterie de piles ou d'accumulateurs.

Voltamètre, cuve d'électrolyse.

Fusible.



Ampèremètre.

Shunt d'ampèremètre.

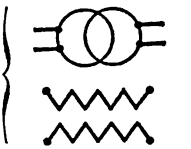
Voltmètre.

Wattmètre.

Ohmmètre.

Compteur d'énergie.

Transformateur (2 variantes).

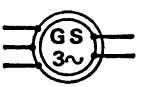


Moteur (continu).

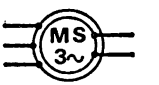
Générateur tournant (continu).

Générateur alternatif.

Alternateur triphasé.



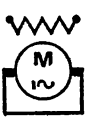
Moteur synchrone triphasé.



Moteur asynchrone triphasé.

Moteur monophasé série.

Moteur à répulsion.



NOTE. — Les symboles particuliers sont donnés dans le cours de l'ouvrage.

SYSTÈME S.I. (M.K.S.A. GIORGI)

GRANDEURS (1)	SYMBOLES DES GRANDEURS	UNITÉS	SYMBOLES DES UNITÉS
LONGUEUR	l	mètre	m
Aire, Surface	S	mètre carré	m^2
Volume	V	mètre cube	m^3
Angle plan	α, β, ...	radian	rd
MASSE	m	kilogramme	kg
Masse volumique	μ	kilogramme par mètre cube	kg/m^3
TEMPS, Durée	t	seconde	s
Fréquence	f	hertz	Hz
Vitesse angulaire	ω	radian par seconde	rd/s
Accélération angulaire	ω'	radian par seconde par seconde	rd/s^2
Vitesse	v	mètre par seconde	m/s
Accélération	γ	mètre par seconde par seconde	m/s^2
Force	F	newton	N
Moment d'un couple	M, Γ, C	mètre-newton	m.N
Constante de torsion	C	mètre-newton par radian	m.N/rd
Moment d'inertie	I, J	kilogramme-mètre carré	kgm^2
Énergie ou travail	W	joule	J
Puissance	P	watt	W
Pression	p	pascal	Pa
Quantité de chaleur	Q, W	joule	J
Chaleur massique	c	joule par degré kilogramme	$J/^okg$

(1) Les grandeurs fondamentales sont en majuscule.

GRANDEURS (1)	Symboles des grandeurs	UNITÉS	Symboles des unités
INTENSITÉ	I	ampère	A
Quantité d'électricité. .	Q	coulomb	C
Force électromotrice. . .	E	volt	V
Différence de potentiel (ou tension)	U		
Champ électrique . . .	E	volt par mètre	V/m
Résistance	R	ohm	Ω
Résistivité	ρ	ohm-mètre	Ωm
Induction	B	tesla	T
Flux.	Φ	weber	Wb
Champ magnétique. . .	H	ampère par mètre	A/m
Intensité d'aimantation. .	J	ampère par mètre	A/m
Force magnétomotrice .	F	ampère (-tour)	A ou A.T.
Moment magnétique . .	M, $\mathcal{M}$	ampère-mètre carré	Am^2
Inductance.	L, M	henry	H
Capacité.	C	farad	F
TEMPÉRATURE	θ, T	degré Celsius ou degré Kelvin	°C °K

(1) Les grandeurs fondamentales sont en majuscules.

AUTRES GRANDEURS

GRANDEURS	Symboles des grandeurs	UNITÉS	Symboles des unités
Réactance	X	ohm	Ω
Impédance	Z	ohm	Ω
Admittance.	Y	siémens	S
Conductance	G	siémens	S
Susceptance	B	siémens	S
Puissance réactive . . .	Q	volt-ampère réactif	var
Puissance apparente . .	S	volt-ampère	VA

1

LOIS DU CIRCUIT MAGNÉTIQUE

1. *Généralités. Rappels.*

1° **Définition.** — Un circuit magnétique est un ensemble de milieux comprenant principalement des substances ferromagnétiques, constituant un circuit fermé, et pouvant être le siège d'un flux d'induction magnétique (définition du vocabulaire électrotechnique).

2° **Source de champ magnétique.** Supposons qu'elle soit constituée par un enroulement uniformément réparti le long du circuit magnétique fermé, le champ en un point intérieur est alors exprimé par la formule applicable à la bobine en forme de tore (1re courant continu § 195) :

$$H = \frac{NI}{l} = n_1 I$$

où : **N** est le nombre total de spires;
I est le courant en ampères;
NI est le nombre d'ampères-tours (A.T.) [1];
$\mathbf{n_1}$ est le nombre de spires par mètre;
H le champ magnétique en A/m.

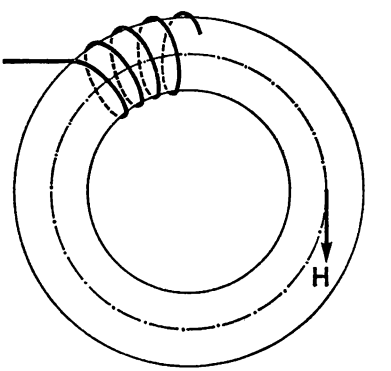


Fig. 1. — *Ligne de force moyenne et champ moyen.*

Ce champ dépend de la longueur *l* (en mètres) de la ligne de force considérée (fig. 1) mais, pour simplifier et, parce que les résultats différeront peu de ceux du calcul exact, nous calculerons toujours le **champ moyen correspondant à la ligne de force moyenne** (tracée en trait mixte) et nous admettrons que cette valeur est la même en tout point.

(1) Le produit NI devrait s'exprimer en ampères. Pour la clarté du texte nous conservons ampères-tours.

3° Induction produite. — Elle dépend de la nature de la substance qui emplit la bobine magnétisante.

a) *Substances ne s'aimantant pas.* — Vide, air, carton, bois, bakélite, métaux non ferreux, etc.

L'induction à l'intérieur de la bobine est proportionnelle au champ, le coefficient de proportionnalité est la **perméabilité** μ_0 du vide :

$$B_0 = \mu_0 H = 4\pi.10^{-7}.H$$

b) *Métaux ferreux.* — Fer, nickel, cobalt et leurs alliages.

L'induction B_0 qui existerait dans le vide est multipliée par un coefficient très grand, appelée **perméabilité relative** μ_r et dont la valeur dépend du champ magnétique.

$$B = \mu_r B_0 = \mu_r \mu_0 H$$

L'induction B n'est plus proportionnelle au champ (si H double, B ne double pas).

Le produit $\mu_a = \mu_r \mu_0$ est la **perméabilité absolue; rappelons que c'est μ_r que l'on trouve dans les tables.**

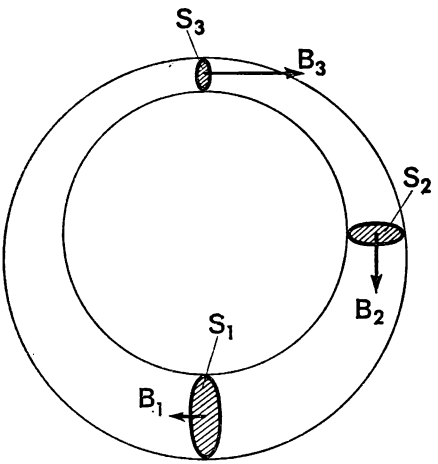


Fig. 2. — *A l'intérieur d'un tube de force, l'induction est inversement proportionnelle à la section : $B_1S_1 = B_2S_2 = B_3S_3$.*

4° Tube de force. — Il est formé par un ensemble déterminé de lignes de force (aucune ligne de force n'entre dans le tube, aucune ligne de force n'en sort). A l'intérieur du tube **le flux conserve une valeur constante quels que soient les matériaux traversés.**

L'induction à travers une section droite du tube est inversement proportionnelle à l'aire de cette section (fig. 2).

$$B = \frac{\Phi}{S}$$

Φ en webers
S en m²
B en teslas

2. *Différents types de circuit magnétique.*

1° Circuit magnétique parfait. — **Un circuit magnétique est parfait quand il se confond avec un tube de force.** Les lignes de force sont canalisées et ne peuvent sortir du circuit. Le flux magnétique y est

donc constant **même si la section du circuit varie.** On dit que le circuit est **sans fuites.**

L'anneau cylindrique en métal ferreux, quelle que soit la forme de sa section droite, est un circuit magnétique parfait (fig. 3). De plus, puisqu'il est constitué d'une seule matière c'est un circuit homogène.

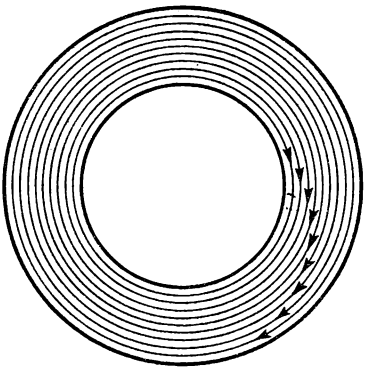


Fig. 3. — *Circuit magnétique parfait, les lignes de force sont canalisées.*

2° Circuit magnétique avec entrefer étroit [1]. — Si dans l'anneau précédent on fait transversalement une fente étroite, de quelques millimètres au plus, cette fente constitue un entrefer. Quand on magnétisera le circuit il y aura apparition d'aimantation libre sur les deux faces de l'entrefer. Les lignes de force seront toujours canalisées dans le métal mais se disperseront légèrement au voisinage de l'entrefer (fig. 4).

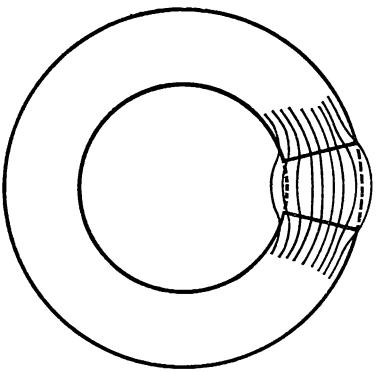


Fig. 4. — *Au voisinage de l'entrefer, le tube s'élargit.*

L'anneau ne constituera plus exactement un tube de force. Ce dernier comprendra, outre l'anneau et son prolongement dans l'entrefer, l'ensemble des lignes de force extérieures. Ces lignes constituent les fuites magnétiques. *Le flux est constant dans le tube de force mais puisque le tube est plus large au voisinage de l'entrefer l'induction y est moins grande.*

Insistons sur le fait que **l'induction est plus faible dans l'entrefer non parce que l'on se trouve dans l'air mais à cause de la dispersion des lignes de force.**

Si l'on négligeait celle-ci, le tube de force serait à nouveau confondu avec l'anneau et son prolongement dans l'air et, puisque la section serait constante, l'induction serait la même dans l'air et dans le métal.

3° Circuit magnétique avec entrefer large. — On ne peut plus négliger la dispersion qui est importante. Dans l'air le tube de force s'épa-

(1) **L'entrefer proprement dit est limité au prolongement dans l'air du circuit magnétique.**

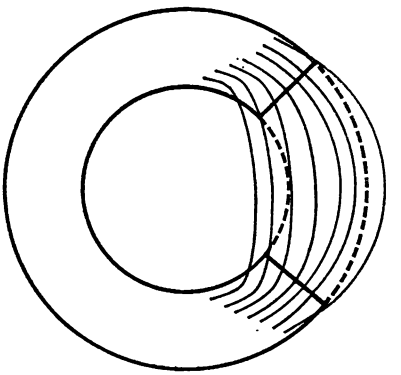


Fig. 5. — *Avec un grand entrefer, la dispersion est importante.*

nouit largement (fig. 5) et seul un spectre magnétique peut donner une idée sur sa forme. Le parcours dans l'air n'étant pas défini avec précision le calcul des ampères-tours nécessaires à la magnétisation du circuit ne pourra être qu'approché.

4° **Circuit magnétique réel.** — *a*) Dans beaucoup d'application c'est dans l'entrefer que l'on utilise l'induction produite; les circuits réels sont donc imparfaits. Pour limiter les fuites et les pertes de flux qui en résultent, il faudra placer l'enroulement magnétisant le plus près possible de l'entrefer (fig. 6*a*). La disposition donnée figure 6*b* serait mauvaise.

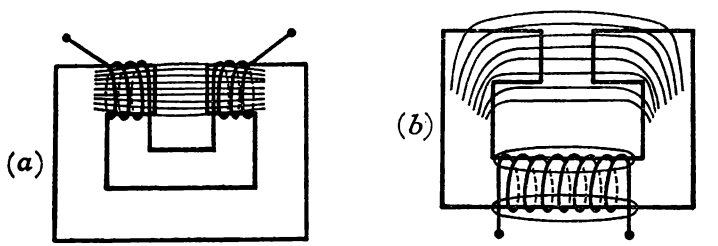


Fig. 6. — *Dispositions de l'enroulement : (a) bonne — (b) mauvaise.*

b) *Flux total.* — Le flux total est celui qui existe là où il est produit, donc immédiatement à l'intérieur de l'enroulement, nous le noterons Φ_t.

c) *Flux utile.* — Le flux utile est celui qui existe là où il est utilisé donc, le plus souvent, dans l'entrefer nous le noterons Φ_u.

d) *Flux de fuites.* — Il correspond aux lignes de force qui s'égarent dans l'air, hors de l'entrefer proprement dit (fig. 7). Il est égal à la différence entre le flux total et le flux utile, nous le noterons Φ_f.

$\Phi_f = \Phi_t - \Phi_u$ soit $\boxed{\Phi_t = \Phi_u + \Phi_f}$

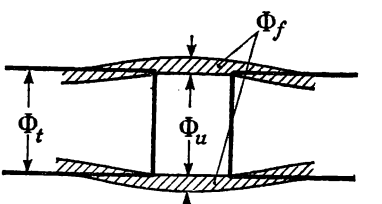


Fig. 7. — *Le flux de fuite passe au dehors de l'entrefer utilisable.*

e) *Coefficient d'Hopkinson.* — C'est le rapport ν du flux total au flux utile :

$$\boxed{\nu = \frac{\Phi_t}{\Phi_u}}$$

le flux utile étant au plus égal au flux total, ν est au moins égal à 1 :

$$\Phi_t \geqslant \Phi_u \Rightarrow \nu \geqslant 1$$

le coefficient d'Hopkinson est l'inverse d'un rendement puisque le rendement serait $\frac{\Phi_u}{\Phi_t} < 1$.

3. *Calcul des circuits magnétiques.*

1° **Problème posé. — Force magnétomotrice.** — Le problème se pose toujours de la façon suivante :

Un circuit magnétique étant donné (dimensions, matière), calculer le nombre d'ampères-tours **NI** à placer sur le circuit pour obtenir un flux utile Φ_u (ou l'induction correspondante). Ce nombre d'ampères-tours est appelé **force magnétomotrice (F) :**

$$\boxed{F = NI}$$

Exceptionnellement le problème peut être inversé : calculer l'induction obtenue avec une force magnétomotrice donnée; sauf pour les circuits homogènes, ce problème ne peut être résolu que par approximations successives.

2° **Circuit homogène non ferreux.** — *a*) C'est par exemple un anneau en bois sur lequel on a enroulé régulièrement des spires jointives (fig. 8). Un tel circuit peut être considéré comme parfait.

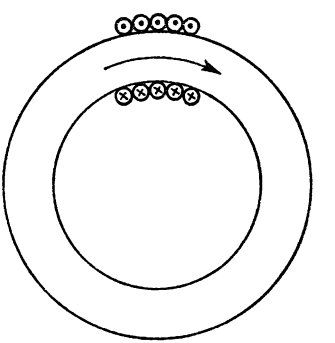


Fig. 8. — *Sur un circuit non ferreux, les spires doivent être jointives.*

b) Soit B_0 l'induction à obtenir, la perméabilité relative du circuit est $\mu_r = 1$, on a donc $\mu_a = \mu_0 = 4\pi.10^{-7}$ et la relation entre B_0 et H est :

$$B_0 = \mu_0 H$$

Le champ H étant produit par une bobine fermée (en forme de tore) :

$$H = \frac{NI}{l}$$

d'où

$$B_0 = \mu_0 \frac{NI}{l}$$

La force magnétomotrice nécessaire est donc :

$$F_0 = NI = \frac{B_0 l}{\mu_0} = \frac{B_0 l}{4\pi.10^{-7}} \simeq 796\,000\ B_0 l$$

pour faciliter les calculs et parce que les résultats seront suffisamment précis on remplace 796 000 par 800 000 :

(1) $$\boxed{F_0 = 800\,000\ B_0 l = 0{,}8.10^6\ B_0 l}$$ B_0 en teslas, l en mètres, F_0 en A.T.

On peut calculer le champ : $NI = 800\,000\ B_0 l$ soit :

(1 *bis*) $$\boxed{H = \frac{NI}{l} = 800\,000\ B_0}$$

→ dans les matériaux **non ferreux le champ** magnétique est égal à 800 000 fois l'induction.

Ces formules seront valables pour toutes les parties non ferreuses d'un circuit magnétique, en particulier pour l'air.

Exemple. — Calculer la force magnétomotrice qui produit une induction de 1,4 T dans un anneau non ferreux de 1 m de longueur moyenne :

$$F_0 = 0{,}8.10^6.1.1{,}4 = 1\,120\,000\ \text{A.T.}$$

On notera l'énormité du résultat; la magnétisation des corps non ferreux coûte très cher en ampères-tours.

3° **Circuit ferreux homogène.** — Un anneau par exemple.

a) *Théorème d'Ampère* (voir 1re T.I., F1, § 194). — Dans le vide, si le long d'une ligne de force fermée, l'induction a une valeur constante, le produit de celle-ci par la longueur de la ligne est égal au produit de $4\pi.10^{-7}$ par le nombre d'ampères-tours entourés par la ligne.

$$B_0 l = 4\pi.10^{-7} NI \text{ soit } B_0 = \frac{4\pi.10^{-7} NI}{l} = \frac{\mu_0 NI}{l}$$

Dans les matériaux ferreux il faut multiplier par μ_r pour appliquer le théorème :

$$B = \mu_r B_0 = \frac{\mu_0 \mu_r NI}{l}$$

En conséquence :

α) **L'induction** (et le champ) **ne dépend que du nombre d'ampères-tours entourés et non de leur répartition le long du circuit magnétique.** Il reviendra donc au même de placer sur celui-ci :

— une bobine unique et uniformément répartie;

— une bobine unique mais localisée (fig. 9);

— plusieurs bobines (fig. 10).

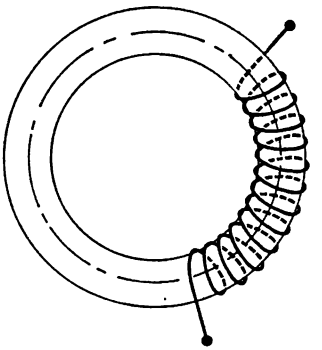


Fig. 9. — *Le circuit ferreux reste parfait avec une bobine localisée.*

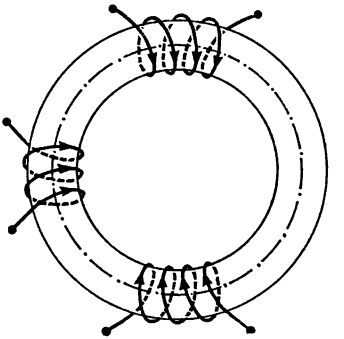


Fig. 10. — *Plusieurs bobines.*

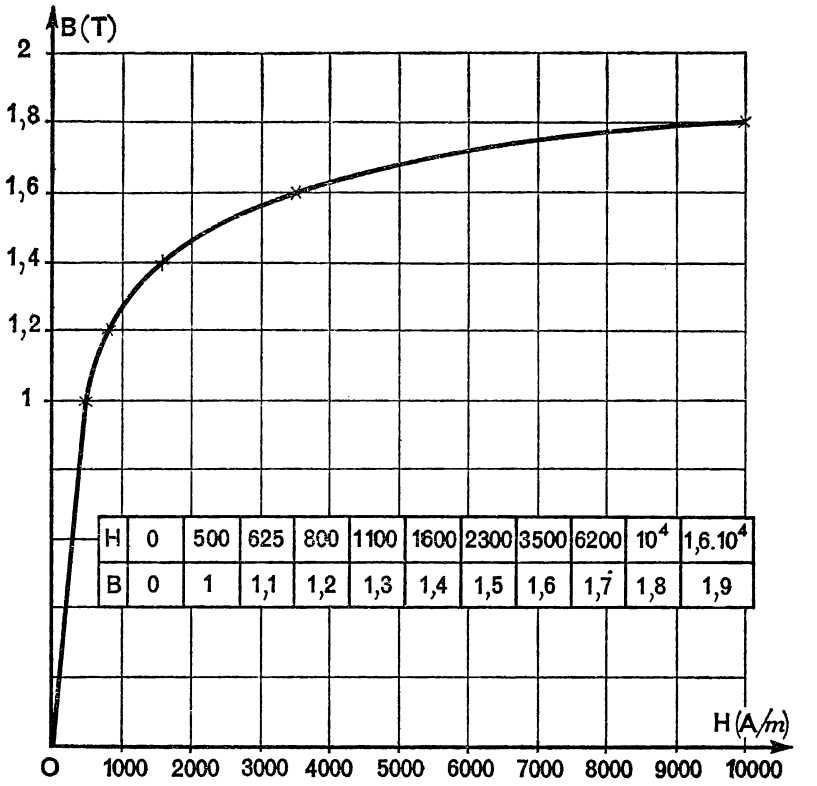
β) On devra additionner les ampères-tours entourés par la ligne de force moyenne sans tenir compte de leur distribution, **la longueur à retenir dans les calculs sera donc celle de cette ligne de force moyenne et non celle de la** (ou des) **bobine.**

Remarque. — L'addition des A.T. est algébrique mais il est bien évident qu'il serait stupide de placer volontairement des A.T. de sens opposés.

b) *Calculs.* — **La force magnétomotrice se déduit de la formule ci-dessus :**

$$F = NI = \frac{Bl}{\mu_0 \mu_r}$$

Malheureusement cette formule n'est pas utilisable puisque B dépend de μ_r et réciproquement. Nous résoudrons graphiquement le



H	0	500	625	800	1100	1600	2300	3500	6200	10^4	$1{,}6.10^4$
B	0	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9

Fig. 11. — *Courbe A : acier doux.*

le problème : l'induction B étant donnée on cherche, sur la courbe d'aimantation le champ magnétique H correspondant et en multipliant par la longueur l, on trouve F :

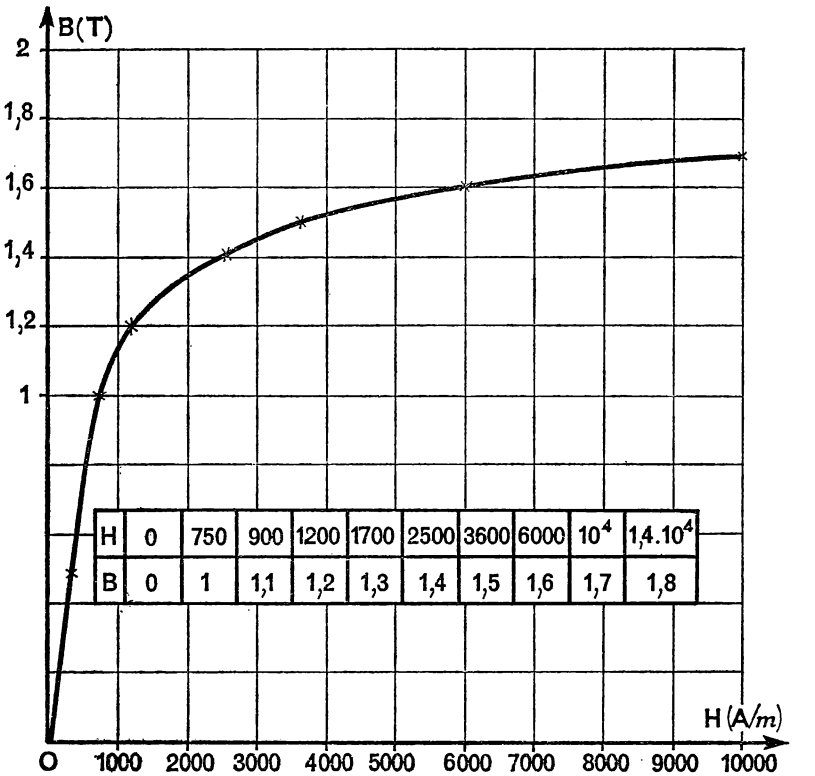
(2) $\quad B \xrightarrow{\text{Courbe}} H \text{ et } F = Hl$

H en A/m
l en mètres
F en A.T.

= longueur de la ligne de force moyenne.

c) *Exemple.* — Calculer la force magnétomotrice qui produit une induction de 1,4 T dans un anneau en fer doux de 1 m de longueur (courbe A) [1].

(1) Pour les problèmes, nous donnons 2 courbes d'aimantation la courbe A est celle d'un acier doux (fig. 11); la courbe B est celle d'un acier mi-dur (fig. 12).



H	0	750	900	1200	1700	2500	3600	6000	10^4	$1{,}4.10^4$
B	0	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8

Fig. 12. — *Courbe B ı acier mi-dur.*

Sur la courbe nous lisons $\mathbf{H} = 1\,600$ A/m pour $\mathbf{B} = 1{,}4$ T, donc :

$$\mathbf{F} = \mathbf{H}l = 1\,600.1 = 1\,600 \text{ A.T.}$$

Comparons ce nombre au précédent (2°), le rapport

$$\frac{1\,120\,000}{1\,600} = 700$$

est égal à la perméabilité relative du fer.

4° **Circuit ferreux avec entrefer** (fig. 13) — *a*) On calcule séparément les forces magnétomotrices nécessaires à la magnétisation du fer et de l'air et on additionne pour obtenir la force magnétomotrice totale.

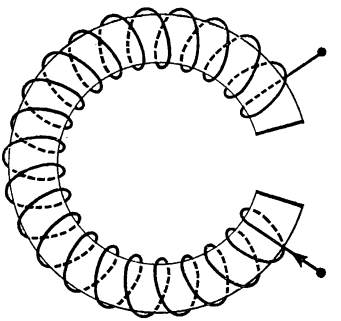


Fig. 13.

b) Soit **B** l'induction à obtenir, *l* la longueur du fer et *e* celle de l'entrefer :

pour l'air : $\mathbf{F_0 = 0{,}8.10^6\ Be}$

pour le fer : $\mathbf{F = Hl}$ (**H** donné par la courbe).

c) **Exemple.** — Dans le noyau précédent (3°) on pratique un entrefer de 2 mm. Calculer la force magnétomotrice qui produit une induction de 1,4 T.

Pour le fer : pratiquement la longueur du fer est inchangée (1 m — 0,002 m) et $F = 1\,600$ A.T.

Pour l'air : $F_0 = 0{,}8.10^6.1{,}4.2.10^{-3} = 2\,240$ A.T.

Au total : $F_t = F_0 + F = 1\,600 + 2\,240 = 3\,840$ A.T.

Remarque. — Pour obtenir en tout point l'induction prévue **il faudrait placer les A.T. là où ils sont consommés** en particulier 2 240 A.T. sur les 2 mm d'entrefer soit, si le courant est de 2 A, 1 120 spires; c'est matériellement impossible. On sera obligé de les disposer ailleurs et c'est pourquoi au niveau de l'entrefer les lignes de force se disperseront au lieu d'être canalisées, il y aura des fuites; nous en tiendrons compte au § 4.

5° **Circuit à section variable.** — a) *Méthode.* — On décompose le circuit magnétique en portions homogènes de section constante. L'induction à obtenir dans la partie utile permet le **calcul du flux commun,** en divisant ce flux par la section on calcule l'induction dans chaque partie du circuit et ensuite les forces magnétomotrices correspondantes. Il y a intérêt à disposer les résultats en tableau.

b) *Tableau :*

	1	2	3	4	5	6
Portions de circuit	Φ (W*b*)	S (m^2)	B (T)	H(A/*m*)	*l*(*m*)	F(A.T.)
Entrefer	Φ					
Partie *a*	=					
Partie *b*	=					
					TOTAL →	

Calculs. — Le flux est connu, les sections S et les longueurs l aussi.
$B = \frac{\Phi}{S}$ soit colonne 3 $= \frac{\text{Colonne 1}}{\text{Colonne 2}}$.
Pour l'air : $H = 800\,000\ B_0$ soit colonne 4 $= 800\,000 \times$ (col. 3).
Pour le fer : colonne 3 $\xrightarrow{\text{Courbe}}$ colonne 4.
Enfin $F = Hl$ soit colonne 6 = (col. 4) $\times$ (col. 5).

c) *Exemple.* — Problème rédigé 1.05.

4. *Cas complexes.*

1° Le circuit magnétique se partage (fig. 14). — Nous nous limitons au cas où les deux « dérivations » 1 et 2 sont identiques (même

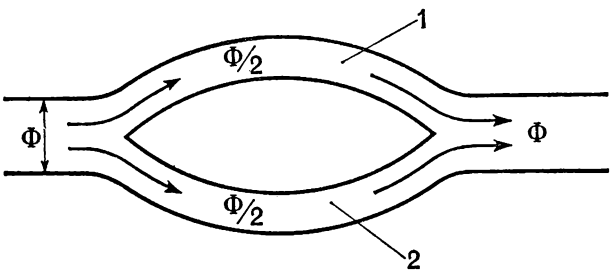


Fig. 14. — *Circuit magnétique avec dérivations.*

section, même longueur, même nature). Chacune d'elles, de sections S, est alors traversée par la moitié $\frac{\Phi}{2}$ du flux principal Φ.

L'induction y est donc $B = \frac{\Phi/2}{S} = \frac{\Phi}{2S}$

La force magnétomotrice nécessaire à l'ensemble des deux moitiés se calcule comme pour une portion unique de section double 2S traversée par le flux total Φ.

2° Circuit avec fuites. — On sait que le flux total Φ_t se partage en un flux utile Φ_u et en un flux de fuites Φ_f. Inversement pour obtenir un flux utile imposé Φ_u il faudra produire un flux total plus grand :

$$\Phi_t = \nu\Phi_u$$

Le coefficient d'Hopkinson ν n'est pas calculable, il est fixé par l'expé-

rience compte tenu de la forme du circuit. En général **v** est compris entre **1,05** et **1,2.**

Le calcul de la force magnétomotrice est inchangé dans son principe mais les valeurs de flux (col. 1) ne sont plus toutes égales.

On trouvera un exemple au problème rédigé **1.06.**

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

1. 01. — Calculer la force magnétomotrice qui produira une induction de 1,2 T dans un entrefer de 5 mm.

1. 02. — Déterminer la force magnétomotrice qui produira une induction de 1,6 T dans un anneau en acier doux de 1 m de longueur.

1. 03. — Déterminer la force magnétomotrice qui produira une induction de 1,5 T dans un noyau en fer doux de 1 m de longueur comportant un entrefer de 1 mm.

1. 04. — Sur un anneau en acier mi-dur de 0,8 m on place un enroulement de 1 500 spires parcouru par un courant de 2A. Quelle est l'induction?

II. AVEC SOLUTION.

1. 05. — Calculer la force magnétomotrice qui produira dans l'entrefer de l'électroaimant (fig. 15) une induction de 1,4 T. Les quatre parties sont en fer doux (courbe A).

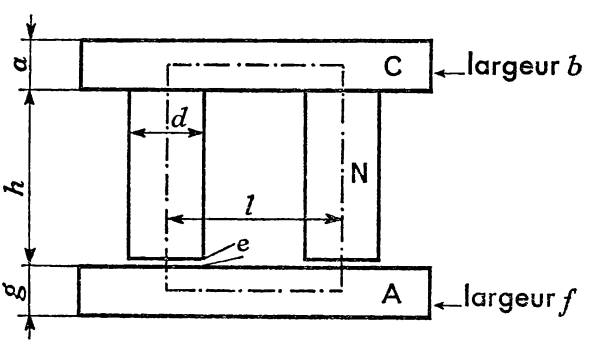


Fig. 15. — *Les noyaux N ont une section circulaire, d en est le diamètre.*

Cotes (en mm) : culasse (C) $a = 30$ $b = 40$;
noyaux (N) diamètre $d = 40$, $h = 100$, $l = 120$;
armature (A) $f = 40$ $g = 25$;

entre noyaux et armature deux entrefers $e = 0,4$.

— SOLUTION —

La distribution exacte des lignes de force n'est pas connue, en particulier aux voisinages de la frontière entre deux portions du circuit ; la solution comporte donc un certain nombre d'arbitraires.

Nous traçons une ligne de force moyenne simple (trait mixte) et nous admettons que la section de l'entrefer est égale à celle du noyau.

Calculs préliminaires :

Sections :
Culasse : $30.40 = 1\,200$ mm$^2 = 12.10^{-4}$ m^2.
Noyau et entrefer : $\pi.20.20 = 1\,256$ mm$^2 = 12,56.10^{-4}$ m^2.
Armature : $25.40 = 1\,000$ mm$^2 = 10.10^{-4}$ m^2.

Longueurs :

Culasse [1] : $l + \frac{a}{2} + \frac{a}{2} = 120 + 15 + 15 = 150$ mm $= 0,15$ m.

Noyaux : $2h = 100 + 100 = 200$ mm $= 0,2$ m.
Entrefer : $2e = 0,4 + 0,4 = 0,8$ mm $= 0,8.10^{-3}$ m.

Armature [1] : $l + \frac{g}{2} + \frac{g}{2} = 120 + 12,5 + 12,5 = 145$ mm $= 0,145$ m.

Flux commun (calculé dans l'entrefer).

$$\Phi = BS = 1,4.12,56.10^{-4} = 17,6.10^{-4} \text{ Wb}$$

Les inductions dans les autres portions sont $B = \frac{17,6.10^{-4}}{S}$

PORTIONS DE CIRCUIT	Φ	S	B	H	l	F
Entrefers. . . .	$17,6.10^{-4}$	$12,56.10^{-4}$	1,4	1 120 000	$0,8.10^{-3}$	896
Noyaux	$17,6.10^{-4}$	$12,56.10^{-4}$	1,4	1 600	0,2	320
Culasse	$17,6.10^{-4}$	12.10^{-4}	1,46	2 000	0,15	300
Armature. . . .	$17,6.10^{-4}$	10.10^{-4}	1,76	8 000	0,145	1 160
					TOTAL	2 676

soit environ 2 700 A.T.

(1) Une longueur + deux demi-épaisseurs.

1. 06. — Dans l'électroaimant précédent on tient compte des fuites et on adopte un coefficient $v = 1{,}15$. D'autre part la culasse est en acier mi-dur et le reste inchangé. On veut une induction utile de 1,4 T dans l'entrefer et on admet que le flux est le même dans l'armature et dans l'entrefer. Calculer la force magnétomotrice nécessaire.

— Solution —

Flux utile : $\Phi_u = 17{,}6.10^{-4}$ Wb.
Flux total : $\Phi_t = 17{,}6.10^{-4}.1{,}15 = 20.10^{-4}$ Wb.

Portions de circuit	Φ	S	B	H	l	F
Entrefers. . . .	$17{,}6.10^{-4}$	$12{,}56.10^{-4}$	1,4	1 120 000	$0{,}8.10^{-3}$	896
Noyaux	20.10^{-4}	$12{,}56.10^{-4}$	1,6	3 500	0,2	700
Culasse.	20.10^{-4}	12.10^{-4}	1,67	9 000	0,15	1 350
Armature. . . .	$17{,}6.10^{-4}$	10.10^{-4}	1,76	8 000	0,145	1 160
						4106

N.B. — Pour la culasse lecture sur la courbe B ; on notera que, vu l'imprécision du tracé des courbes et des lectures, les résultats sont approximatifs et peuvent être largement arrondis.

III. A RÉSOUDRE.

1. 07. — Un circuit magnétique en acier doux, sans entrefer (courbe A) a la forme d'une couronne cylindrique :

Diamètre intérieur : 240 mm;
Diamètre extérieur : 300 mm;
Hauteur : 35 mm.

Sur ce circuit on place 800 spires régulièrement réparties et parcourues par un courant de 4 A.

1° Quelle est la longueur de la ligne de force moyenne?

2° Calculer le champ magnétique H et l'induction B_0 qu'il y aurait à l'intérieur de la bobine sans la présence du fer.

3° Déterminer l'induction B à l'intérieur du fer et la perméabilité relative.

4° Calculer le flux à travers la section droite du fer et le flux total embrassé par la bobine.

1. 08. — Dans le circuit magnétique du problème 1. 07 on taille un entrefer de 2 mm. Calculer l'intensité du courant qui produira dans l'entrefer une induction de 1,2 T en tenant compte d'un coefficient d'Hopkinson $v = 1{,}2$.

1. 09. — L'électroaimant de la figure 16 a une section carrée de 80 mm de côté. On veut obtenir dans l'armature A un flux utile de 8 mWb, ce flux est aussi celui qui traverse les deux entrefers de 0,1 mm. Le coefficient d'Hopkinson est $v = 1{,}1$. Calculer l'intensité du courant dans chacune des deux bobines de 500 spires. On utilisera la courbe A.

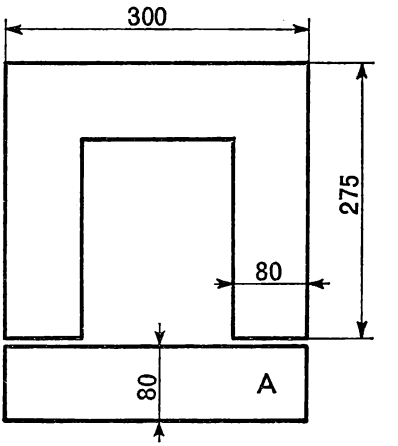


Fig. 16.

***1. 10.** — Se reporter à la figure 15 et à la courbe A.

Cotes du croquis en mm.

Culasse : $a = 30$ $b = 50$.
Noyau : $d = 40$ $h = 120$
$l = 200$.
Armature : $f = 50$ $g = 20$.

On veut obtenir dans l'armature une induction $B = 1{,}5$ T, calculer le nombre d'ampères-tours nécessaires.

On admettra que le flux est le même dans les noyaux et la culasse et que :

$$v = \frac{\text{flux culasse}}{\text{flux armature}} = 1{,}15$$

On tiendra compte d'un entrefer noyau-armature de 0,15 mm de chaque côté, le flux dans l'entrefer étant celui du noyau.

2

ÉLECTROAIMANTS

5. *L'électroaimant.*

1° **Définition.** — Un électroaimant est un aimant temporaire qui ne produit d'effets magnétiques sensibles que lorsque la bobine est parcourue par un courant. Autrement dit son aimantation rémanente peut être négligée.

2° **Constitution.** — Il comporte au moins un **noyau** magnétique en fer ou acier doux entouré d'une ou plusieurs **bobines magnétisantes.** Il est capable d'attirer une pièce ferreuse appelée **armature.** S'il comporte au moins deux noyaux, ceux-ci sont réunis par une **culasse** (magnétique elle aussi). Les extrémités libres des noyaux s'appellent les **pôles** de l'électroaimant.

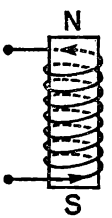


Fig. 17.

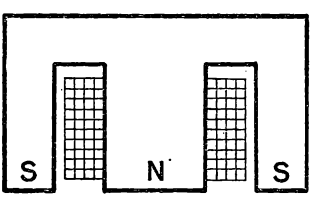


Fig. 18.

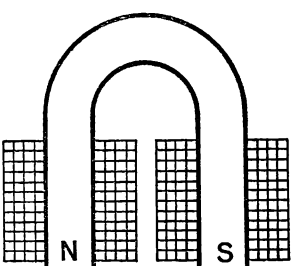


Fig. 19.

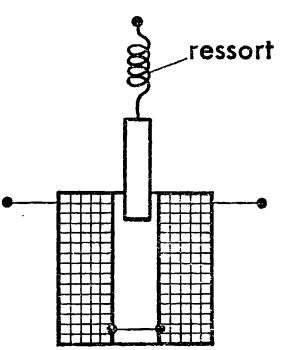


Fig. 20

3° **Quelques types d'électroaimants.**

a) A noyau droit unique (fig. 17).

b) A deux noyaux (fig. 15, chapitre précédent).

c) Cuirassé (fig. 18). La bobine est sur le noyau central, la section de celui-ci est le double de celle des noyaux extrêmes.

d) En fer à cheval (fig. 19).

e) A noyau plongeur (fig. 20).

6. *Force portante.*

1° **Étude expérimentale** — Nous utilisons un petit électroaimant dont la section totale (des 2 noyaux) est 10 cm². Les 2 bobines de 500 spires chacune sont parcourues par un courant de 0,3 A. La longueur de la ligne de force moyenne est 0,5 m.

Si l'on place un bloc d'acier de 30 kg directement contre les noyaux il est attiré sans peine.

Si l'on intercale un carton de 1 mm d'épaisseur (entrefer) on ne peut plus attirer que 5 kg environ; pour 2 mm on tombe à 2 kg.

La force d'un électroaimant diminue rapidement quand la distance entre les noyaux et l'armature croît.

2° **Définition. — On appelle force portante d'un électroaimant la force qu'il faut exercer pour décoller l'armature des noyaux (avec entrefer nul).**

3° **Formule.** — Son établissement sort du cadre de ce cours, nous la donnons sans démonstration :

$$\boxed{F = \frac{B^2 S}{2\mu_0}}$$

B en teslas
S en m²
F en newtons

B est l'induction dans les noyaux.

S la surface de contact entre les noyaux et l'armature (donc surface totale des pôles).

Remplaçons μ_0 par $4\pi.10^{-7}$:

$$\frac{1}{\mu_0} = \frac{10^7}{4\pi} = 796\,000 \simeq 800\,000 \quad \text{d'où}$$

(3) $$\boxed{F = 400\,000\ B^2 S}$$

4° **Exercice.** — Calculons la force portante de l'électroaimant utilisé au 2° :

$$H = \frac{NI}{l} = \frac{1\,000.0{,}3}{0{,}5} = 600 \text{ A/m} \rightarrow B = 1{,}08 \text{ T (courbe A)}$$

$F = 400\,000.1{,}08.1{,}08.10.10^{-4} = 466$ N
soit environ 48 kgf.

5° **Remarque.** — La force portante représente un maximum des possibilités de l'électroaimant, il faut prévoir une marge de sécurité entre cette force et le poids maximal que l'on soulèvera.

7. *Applications des électroaimants.*

1° Tous les inducteurs de machines tournantes (moteurs et générateurs) sont des électroaimants.

2° **Électroaimants de levage** (fig. 21). — Ils permettent la manutention d'objets lourds à la condition qu'ils soient magnétiques.

Certains ont une force portante de 10^6N.

3° **Sonnerie** (fig. 22). — Quand on appuie sur le bouton poussoir B le courant traverse la bobine et l'électroaimant attire la tige du marteau M qui vient frapper le timbre T; le contact C est coupé, l'élasticité de la tige ramène celle-ci et C se referme. La tige de M « tremble » et le timbre vibre.

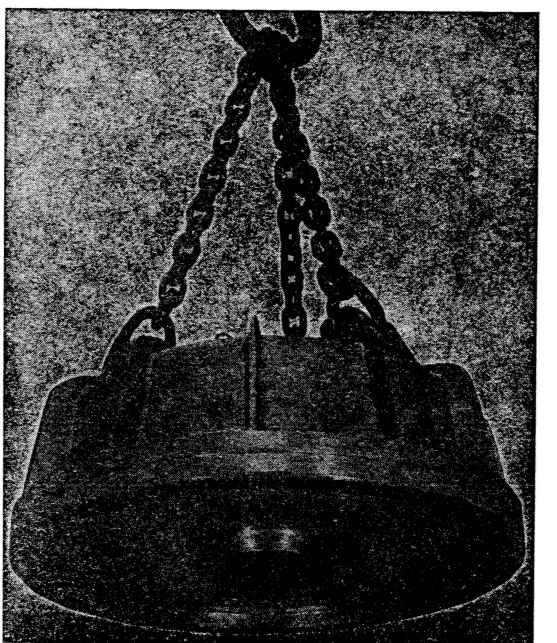


Photo P. M. É.

Fig. 21. — *Électroaimant de levage. La couronne extérieure est un pôle, le rond central est l'autre pôle.*

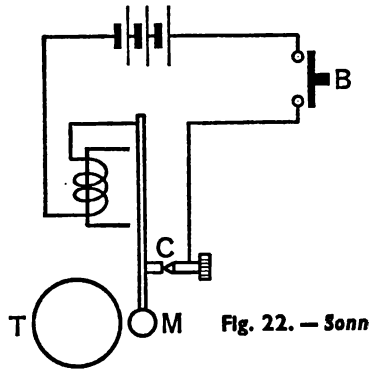


Fig. 22. — *Sonnerie.*

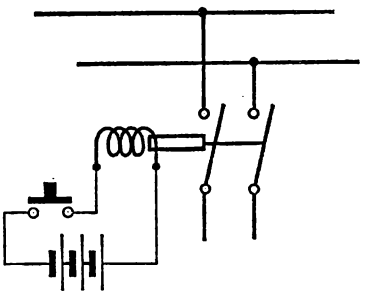


Fig. 23. — *Relai.*

4° **Relai** (fig. 28). — Un relais alimenté en basse tension permet de fermer ou d'ouvrir en toute sécurité un circuit alimenté sous tension plus élevée.

5° **Disjoncteur** (fig. 24). — La bobine magnétisante est traversée par le courant du circuit à protéger. Si l'intensité devient trop grande le noyau N est attiré et libère le crochet C, le ressort R rappelle en arrière le disjoncteur D. Le circuit est interrompu. Toutes les installations modernes (même domestiques) possèdent, en plus des fusibles, des disjoncteurs pour protéger les circuits contre les surintensités.

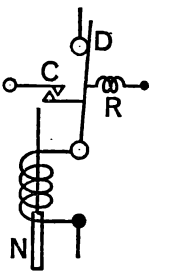


Fig. 24. — *Schéma simplifié d'un disjoncteur.*

6° **Nous citons quelques autres applications.** — Disjoncteur à minimum de courant, plateau magnétique pour machines outils, contacteur, régulateur de charge pour batterie (automobile), vibreur, électro-aimant de laboratoire scientifique, écouteur magnétique, haut-parleur, micro, allume-gaz.

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

2. 01. — Calculer la force portante d'un électroaimant pour B= 1,5 T et S= 200 cm²

2. 02. — Que devient la force portante d'un électroaimant si l'on divise la section par 2, le flux étant inchangé (pas de saturation).

2. 03. — On sait qu'une induction de 2 T n'est que rarement dépassée dans les appareils courants. Quelle est pour cette valeur la force maximale par cm^2 que l'on peut attendre d'un électroaimant?

2. 04. — Une valeur raisonnable de l'induction est 1,4 T. Quelle surface faudra-t-il donner aux pôles d'un électroaimant pour obtenir une force portante de

100 N? 10 000 N? 1 000 000 N?

II. A RÉSOUDRE.

2. 05. — En tenant compte de deux entrefers de 0,075 mm mais en négligeant les fuites, déterminer la force magnétomotrice à placer sur le circuit magnétique de l'électroaimant de la figure 16 (Ch 1) pour obtenir une force portante de 10 000 N.

2. 06. — Dans les noyaux de l'électroaimant (fig. 15) l'induction est de 1,6 T. Les fuites sont négligeables.

1° Calculer la force portante.

2° Déterminer le nombre d'ampères-tours nécessaires.

On donne (en mm) :

$a = 40$ $b = 60$ $d = 48$ $f = 60$ $g = 30$ $h = 90$ $l = 110$.

Chacun des deux entrefers est $e = 0{,}05$ mm.

La culasse est en acier mi-dur (courbe B), les autres parties sont en acier doux (courbe A).

***2. 07.** — L'électroaimant cuirassé (fig. 25) est en acier doux (courbe A) d'épaisseur uniforme 40 mm, on veut obtenir une force portante de 4 000 N. L'entrefer est négligé.

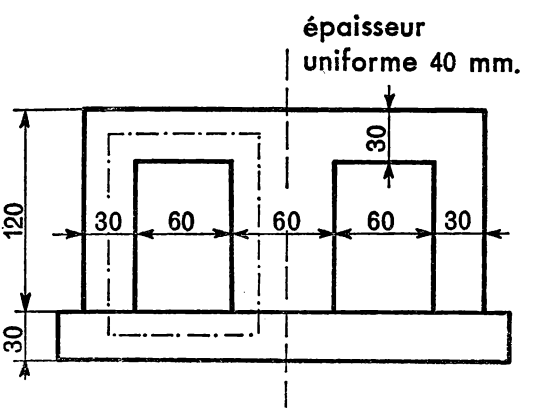


Fig. 25.

1° Calculer l'induction qui doit exister dans le circuit magnétique et le flux dans le noyau central.

2° Calculer la force magnétomotrice correspondante.

3° Cette force magnétomotrice est produite par une bobine unique de 600 spires placées sur le noyau central :

a) Quelle doit être l'intensité du courant?

b) Si l'on admet une densité de courant de 3A/mm^2, quelle doit être la section du fil?

c) Calculer la résistance du bobinage en prenant un diamètre moyen de 90 mm pour chaque spire ($\rho = 2.10^{-8}\ \Omega m$).

NOTE. — La force magnétomotrice totale est égale à celle qui est nécessaire pour une des moitiés de l'électroaimant (et non le double). L'électroaimant est en effet équivalent à une de ses moitiés de section double mais de même longueur.

***2.** 08. — Calculer la force magnétomotrice nécessaire à l'électroaimant de la figure 25 si l'on désire une induction de 1,6 T dans l'armature; tenir compte d'un entrefer de 0,1 mm entre armature et noyau et d'un coefficient d'Hopkinson $v = 1{,}1$ (flux entrefer = flux armature).

3

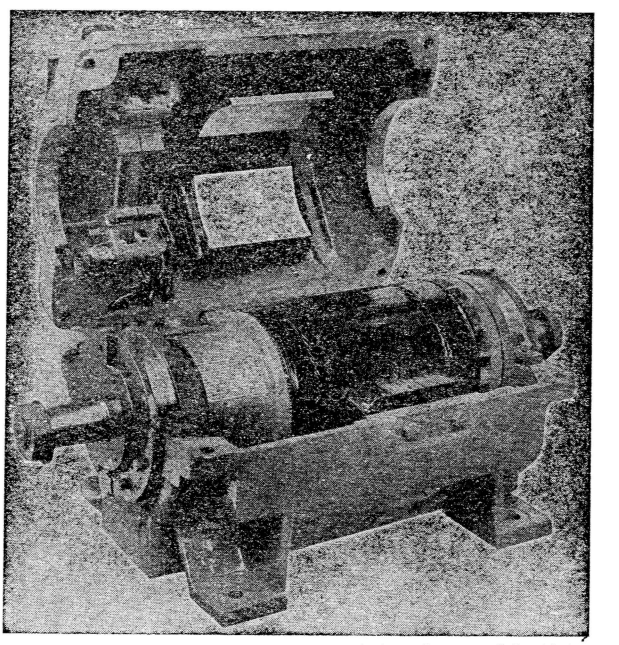
ORGANISATION DE LA MACHINE A COURANT CONTINU (MOTEUR ET GÉNÉRATRICE)

8. *Description générale* [1].

1° La machine se décompose en deux parties principales :

— l'une, fixe, appelée **inducteur** (ou stator) est un électroaimant;

— l'autre, mobile, appelée **induit** (ou rotor) est l'armature tournante du précédent.



(*Photo Jeumont-Schneider*)

Fig. 26. — *Machine à courant continu.*

(1) Nous traitons la question du point de vue électrique sans entrer dans les détails mécaniques.

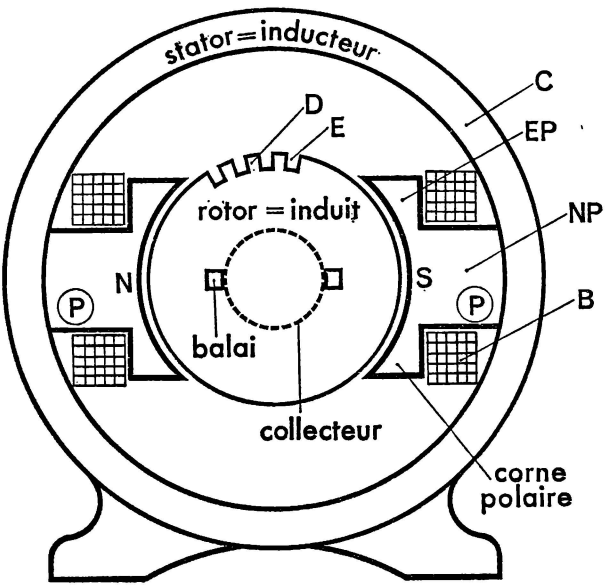


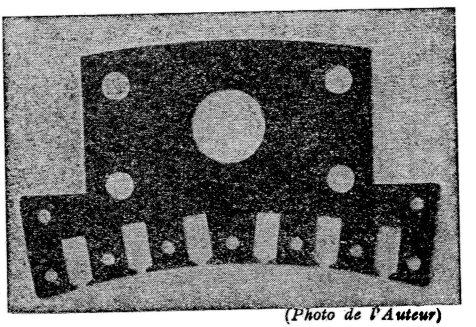
Fig. 27. — *Vue intérieure d'une machine à courant continu.*

La figure 26 est la photographie d'une machine complète à quatre pôles principaux et dont l'inducteur est ouvert.

2° **Inducteur** (fig. 27). — Il est constitué par [1] :

a) *Une culasse en acier coulé (C).* — C'est la carcasse de la machine, elle supporte toutes les parties fixes et aux extrémités les deux paliers (non représentés) dans lesquels tourne l'induit. Elle ferme le circuit magnétique de la machine.

b) *Deux pôles principaux (P).* — Ils sont le plus souvent, pour des raisons économiques, formés de tôles épaisses de 1,5 mm découpées (fig. 28) puis assemblées. On notera sur la photo 28



(*Photo de l'Auteur*)

Fig. 28. — *Tôle de pôle principal.*

(1) Les lettres renvoient à la figure 27.

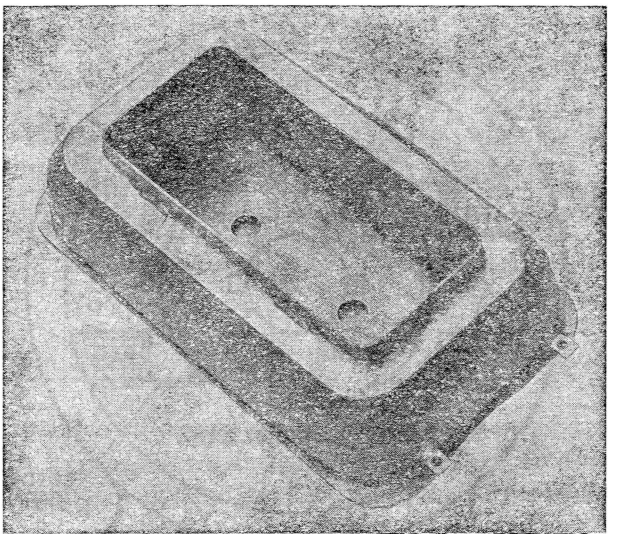


Fig. 29. — *Bobine inductrice montée sur carcasse isolante.*

la présence d'encoches destinées à l'enroulement compensateur (voir § 18). Les trous servent à l'assemblage.

Parfois le **noyau polaire** (NP) est en acier doux plein et **l'épanouissement polaire,** ou pièce polaire (EP) est feuilleté pour réduire les pertes par courants de Foucault qui seraient dues au **papillotement** des lignes de force (voir § 10).

c) Les bobines (B) inductrices (fig. 29) sont placées autour des pôles. Leurs ampères-tours produisent le flux. Ces bobines sont en série et bobinées de façon que l'un des épanouissements polaires soit une face Nord et l'autre Sud (fig. 30).

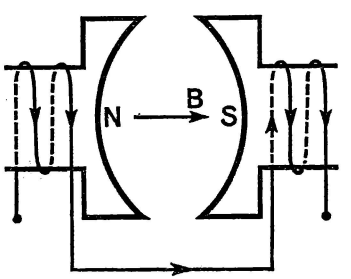
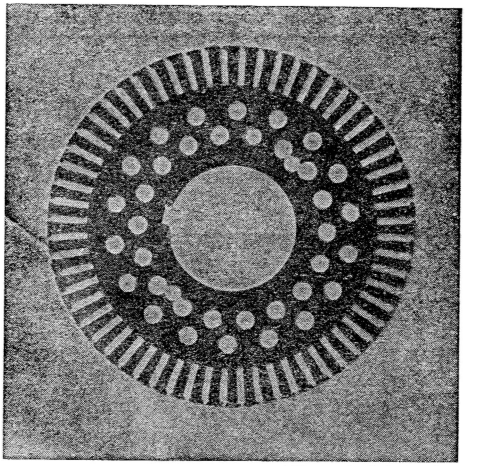


Fig. 30. — *Couplage des bobines inductrices.*

d) Le plus souvent des pôles auxiliaires de commutation (voir § 19).

3° **Induit** (fig. 27). — *a*) Il tourne dans un champ magnétique fixe, il sera donc le siège de pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Ces derniers interdiraient pratiquement la rotation d'un cylindre plein. **L'induit est donc**

feuilleté. Les tôles de 0,2 mm (fig. 31) qui le constituent sont découpées à la presse, isolées les unes des autres par une mince pellicule de vernis et assemblées. Pour réduire les pertes par hystérésis ces tôles sont en acier au silicium. L'ensemble des pertes dans le fer y est de l'ordre de 2,5 watts par kilogramme pour une induction de 1,4 T et une fréquence de 50 Hz.

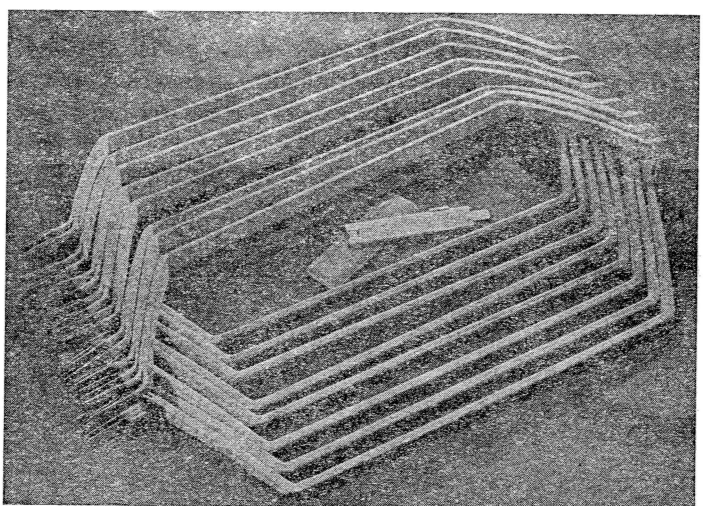


(Photo de l'Auteur)

Fig. 31. — *Tôle d'induit.*

b) Sur la périphérie de l'induit on a découpé des **encoches** (E) dans lesquelles viendront se loger les conducteurs de l'induit. Le morceau de tôle restant entre deux encoches s'appelle une **dent** (D).

c) Le diamètre extérieur de l'induit est à peine inférieur au diamètre intérieur de l'inducteur : quelques millimètres seulement qui constituent les deux **entrefers.**



(Photo Jeumont-Schneider)

Fig. 32. — *Sections d'induit.*

9. *Partie électrique de l'induit.*

1° **Bobinage.** — *a*) Chaque fil pris isolément s'appelle un **conducteur,** deux conducteurs forment une **spire,** les spires sont groupées par **section** (fig. 32) et les sections par **bobine** avant la mise en place dans les encoches.

Chaque fil est isolé par un ruban imprégné de vernis.

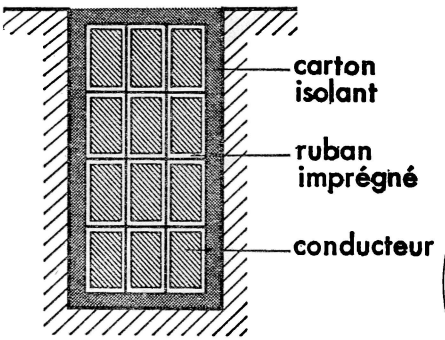


Fig. 33. — *Logement dans une encoche.*

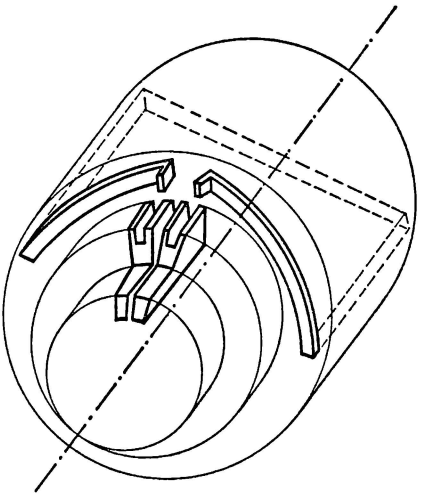
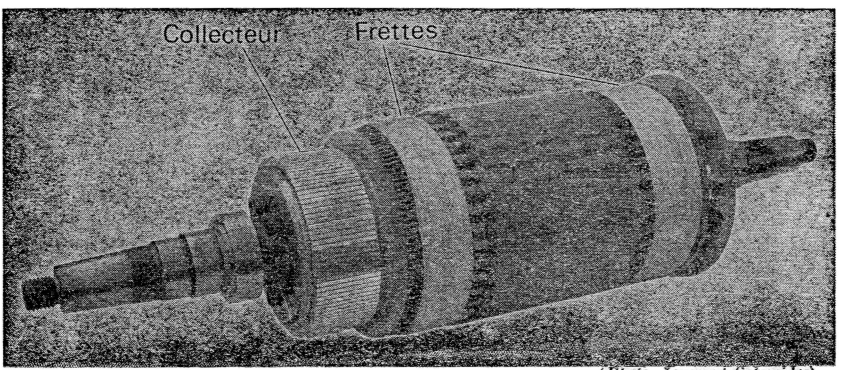


Fig. 34. — *Les extrémités d'une même section vont à deux lames voisines du collecteur.*

b) Logement des conducteurs dans une encoche (fig. 33).

c) ***Disposition d'une section sur le rotor.*** — Les deux moitiés se trouvent dans des encoches presque diamétralement opposées. Les fils de sortie de la section sont soudées à deux lames de collecteur voisines (fig. 34).

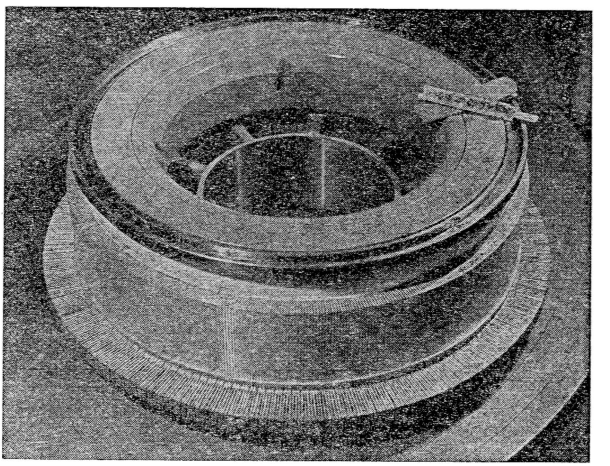


(*Photo Jeumont-Schneider*)

Fig. 35. — *Le rotor, le collecteur et les frettes.*

d) *Frettage.* — Lors de la rotation les fils sortiraient des encoches à cause de l'inertie centrifuge. Il est nécessaire de placer autour des têtes de bobines du rotor des **frettes** en fil ou en ruban d'acier pour maintenir les conducteurs (fig. 35).

2° **Collecteur.** — Placé à l'extrémité de l'induit et calé sur le même arbre (fig. 35 et 36), il est formé de **lames** de cuivre (fig. 37) isolées entre



(*Photo Jeumont-Schneider*

Fig. 36. — *Collecteur.*

elles par du mica. A l'arrière de la lame se trouve une **ailette**, usinée ou rapportée, dans laquelle sont soudées l'entrée d'une section et la sortie d'une autre. Il y a donc autant de lames que de sections.

3° **Balais.** — Fixés sur l'inducteur par l'intermédiaire de **porte-balais** (fig. 38) ils sont en carbone et frottent sur le collecteur grâce à des ressorts. Puisque le collecteur tourne, le contact avec les balais est glissant et la densité de courant admise est relativement faible : 10 A /cm² environ; bien souvent il y a non pas un seul balai mais une ligne de balais.

Les balais sont placés sur l'axe des pôles principaux. Il y a autant de balais (ou de lignes de balais) que de pôles.

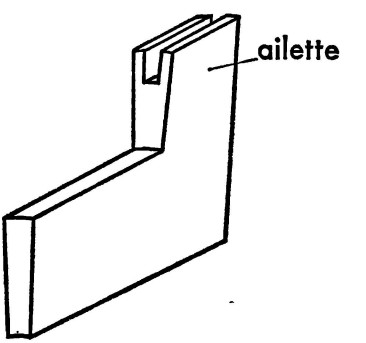
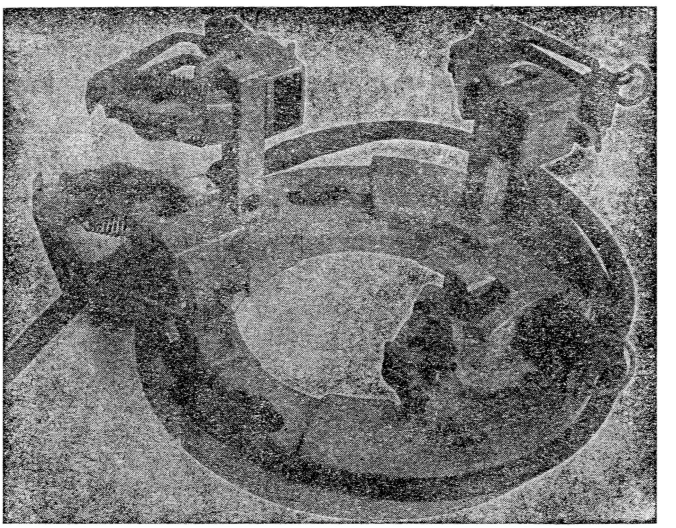


Fig. 37. — *Lame de collecteur.*



(Usines Jeumont-Schneider)

Fig. 38. — *Couronne porte-balais.*

10. *Distribution du flux.*

1° Le flux sort du pôle N, s'épanouit un peu dans l'entrefer, traverse l'induit et entre dans le pôle S. Il retourne au pôle N par les deux demi-culasses. Le flux dans la culasse est donc égal à la moitié du flux sous un pôle (fig. 89).

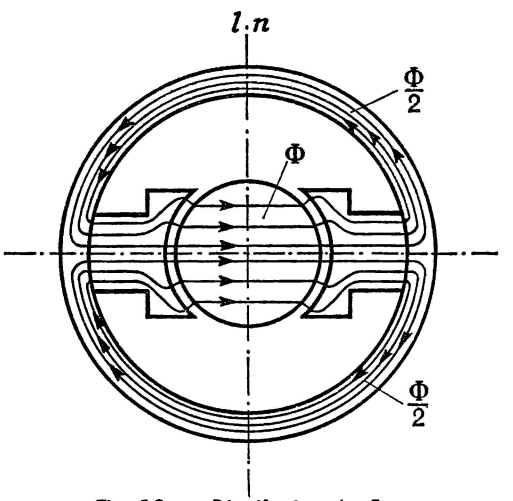


Fig. 39. — *Distribution du flux.*

La perpendiculaire à l'axe des pôles est appelée **ligne neutre** (*ln*).

2° **Dans l'entrefer.** — Les épanouissements polaires ne sont pas tout à fait concentriques à l'induit, l'entrefer est plus large sous les **cornes polaires** (fig. 40), les lignes de force y sont moins serrées et l'induction décroît quand on va de l'axe des pôles vers les

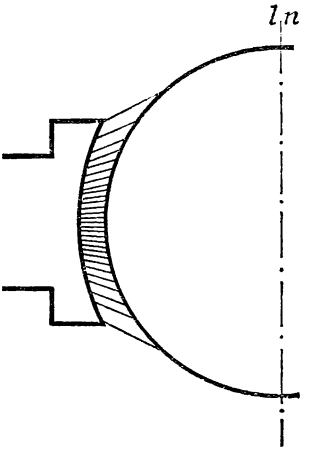


Fig. 40. — *Lignes de force dans l'entrefer.*

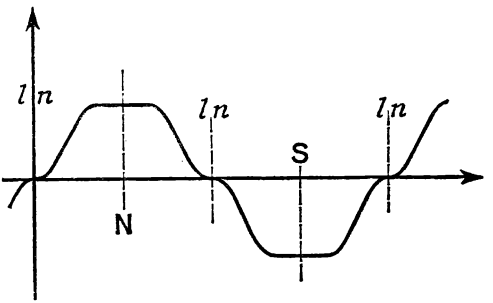


Fig. 41. — *Allure de l'induction dans l'entrefer.*

extrémités. Elle est nulle sur la ligne neutre. L'allure de l'induction dans l'entrefer est donnée à la figure 41.

3° Papillotement des lignes de force. — Lors du défilé alterné des dents et des encoches les lignes de force, qui ont tendance à se concentrer dans les dents, se déplacent autour d'une position moyenne, c'est le papillotement (fig. 42). L'épanouissement polaire est donc le siège de courants de Foucault, c'est pourquoi il est quelquefois feuilleté.

4° Quelques données relatives à une machine de 100 kW-250 V. 1 500 tr/mn, 4 pôles [1].

Diamètre de l'induit : 0,3 m.
Longueur de l'induit : 0,305 m.
Nombre d'encoches : 42.
Nombre de conducteurs : 252.
Nombre de lames : 126.
Entrefer : 2 fois 2,8 mm.
Flux sous un pôle : 42 mWb.
Induction dans un noyau polaire : 1,5 T.
Induction dans l'entrefer : 0,85 T.
Induction dans l'induit : 1,3 T.
Induction dans une dent : 1,5 à 2,1 T.
Induction dans la culasse : 1,3 T.
Force magnétomotrice par pôle : 1 450 A.T.

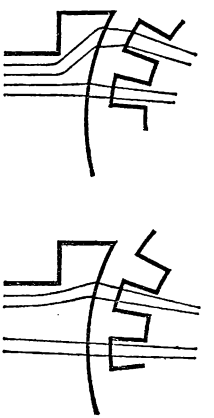


Fig. 42. — *Papillotement des lignes de force.*

(1) Fabrication Jeumont-Schneider.

4

GÉNÉRATRICE BIPOLAIRE
(dynamo bipolaire)

11. *Principe.*

1° Existence d'une force électromotrice induite. — Considérons un conducteur unique placé sur l'induit qui tourne (fig. 43). Le conducteur coupe des lignes de force, il est donc le siège d'une f.é.m. induite dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main gauche.

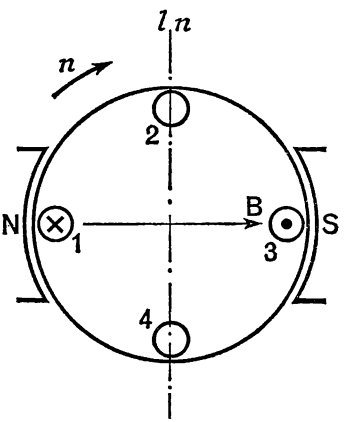


Fig. 43. — *Force électromotrice induite dans un conducteur.*

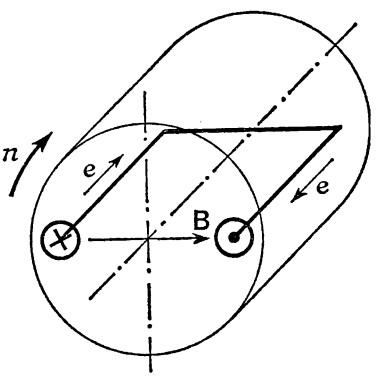


Fig. 44. — *Force électromotrice induite dans une spire.*

En position 1 la f.é.m. a le sens indiqué (de l'avant vers l'arrière) et en position 3 le sens opposé. Entre temps, dans les positions 2 et 4 la f.é.m. s'annule puisque l'induction est nulle sur la ligne neutre. (S'il y avait quelques lignes de force « égarées » en cet endroit, le déplacement leur serait tangentiel et la f.é.m. nulle quand même.)

Le conducteur est donc le siège d'une **f.é.m. alternative.**

Si l'on considère maintenant une spire formée de deux conducteurs diamétralement opposés (fig. 44) on voit que les deux f.é.m. alternatives

sont de même sens à l'intérieur de la spire; la f.é.m. totale, somme des deux, sera également alternative.

Notons que le fil de liaison, situé à l'arrière, ne coupe pas de ligne de force et n'est donc le siège d'aucune f.é.m. induite. Il en serait de même d'un fil de liaison avant. L'un et l'autre sont des **conducteurs inactifs.**

La f.é.m. s'inversant quand les conducteurs passent sous la ligne neutre, puisque l'on désire avoir du continu, il faudra à ce moment précis inverser les connexions entre la spire et les bornes extérieures.

2° **Rôle du collecteur.** — Réunissons les extrémités de la spire à un collecteur (anneau conducteur coupé en deux), solidaire de l'induit (fig. 45) et plaçons deux **balais fixes** sur l'axe des pôles.

Dans la position 1 la lame I du collecteur est négative ainsi que le balai de gauche, la lame II est positive ainsi que le balai de droite.

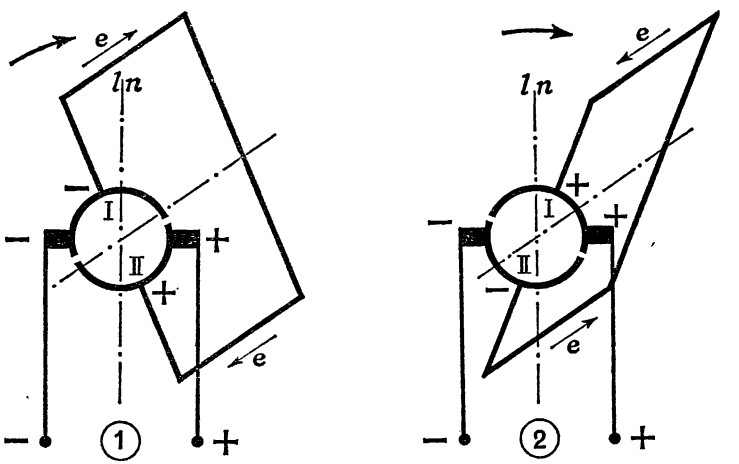


Fig. 45. — *Rôle du collecteur (induction $\vec{B}$ de la gauche vers la droite).*

Dans la position 2 **les lames ont changé de polarité mais aussi de balai,** il en résulte que ceux-ci **conservent toujours la même polarité** et que entre les deux bornes la tension est continue (ou plutôt unidirectionnelle) bien que les f.é.m. induites soient alternatives.

L'inversion du sens de la f.é.m. induite a lieu quand les conducteurs passent sous la ligne neutre.

L'allure de la f.é.m. obtenue est identique à celle de l'induction de la figure 41 mais ne comporte pas d'alternance négative (fig. 46).

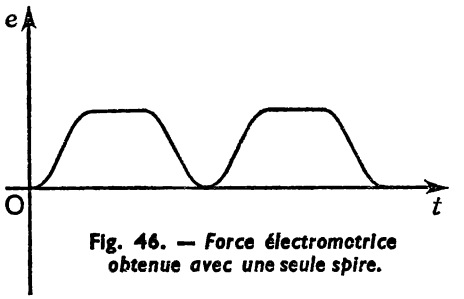


Fig. 46. — *Force électromotrice obtenue avec une seule spire.*

Si l'on réunit les balais par un fil résistant on obtiendra un courant. Rappelons que le courant dû à une f.é.m. induite a même sens qu'elle. Les conducteurs seront donc traversés par un courant dont le sens s'inversera quand ils couperont la ligne neutre.

12. *Enroulement.*

1° L'enroulement d'une génératrice est complexe et varie d'une machine à l'autre. Notre but est seulement de donner une idée sur la façon dont il est réalisé. Pour notre étude nous l'avons choisi en fonction des deux critères suivants : être suffisamment simple et être suffisamment complet. Notre enroulement comportera 16 conducteurs répartis dans 8 encoches.

2° **Liaisons des conducteurs.** — a) *Principe.* — Pour que les f.é.m. induites s'additionnent toujours quelle que soit la position de l'in-

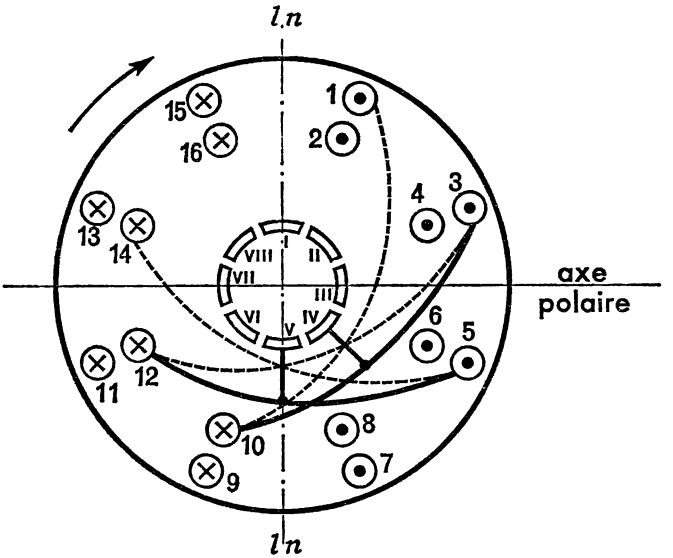


Fig. 47. — *Enroulement vu en bout (B vers la droite).*

duit il faudrait ne réunir entre eux que des conducteurs diamétralement opposés; c'est évidemment impossible dès qu'il y a plus de deux encoches.

On réunit donc, soit des conducteurs diamétralement opposés, soit des conducteurs presque diamétralement opposés. Les f.é.m. s'additionneront alors pendant la plus grande partie d'un tour complet.

b) *Réalisation* (fig. 47). — Les liaisons « arrière » sont en pointillés et les liaisons « avant » en trait plein.

Le conducteur 1 est réuni à l'arrière au 10, le 10 au 3 (à l'avant), le 3 au 12 (à l'arrière) et ainsi de suite. La liaison 10-3 est reliée à la lame IV du collecteur. Nous citons tous les conducteurs dans l'ordre où ils sont réunis : 1-10-3-12-5-14-7-16-9-2-11-4-13-6-15-8-1.

L'enroulement est donc fermé sur lui-même.

Les portions de fil logées dans les encoches sont les **conducteurs actifs** siège de f.é.m. Les liaisons sont les conducteurs inactifs (pas de f.é.m.).

Nous n'avons pas achevé la figure 47 sans quoi les liaisons l'auraient trop chargée. Nous allons utiliser un autre mode de représentation.

3° **Développement panoramique** (fig. 48). — La surface latérale de l'induit est développée après coupure entre les conducteurs 1 et 16. Les conducteurs extérieurs sont en trait fort et les conducteurs intérieurs en trait fin. Les liaisons « arrière » sont en haut et les liaisons « avant » en bas. Les lames du collecteur, 8 puisqu'il y a 8 sections de 1 spire, sont placées en bas. Les lettres *a, b, c, d, f, g, h,* correspondent aux coupures dues au développement. Les conducteurs sont réunis dans l'ordre donné ci-dessus (2°).

4° **Place des balais.** — En regardant l'enroulement nous constatons que deux lames de collecteur sont particulières : la III et la VII. En effet, elles seules sont reliées à des conducteurs dont les f.é.m. sont de même sens. En partant de la lame VII prise arbitrairement pour zéro, parcourons l'enroulement et inscrivons au fur et à mesure les potentiels des lames, chaque conducteur produisant une f.é.m. e. Rappelons que le potentiel s'accroît lorsque l'on parcourt un générateur dans le sens de la f.é.m.

En quittant la lame VII, choisissons d'abord le conducteur 16 et portons un point (•) à côté de chaque conducteur utilisé. Nous rencontrons successivement avec des f.é.m. de même sens les conducteurs et lames :

16-7-VI (2*e*)-14-5-V (4*e*)-12-3-IV (6*e*)-10-1-III (8*e*).

Le conducteur suivant, le huit, a une f.é.m. en opposition avec celles des précédents.

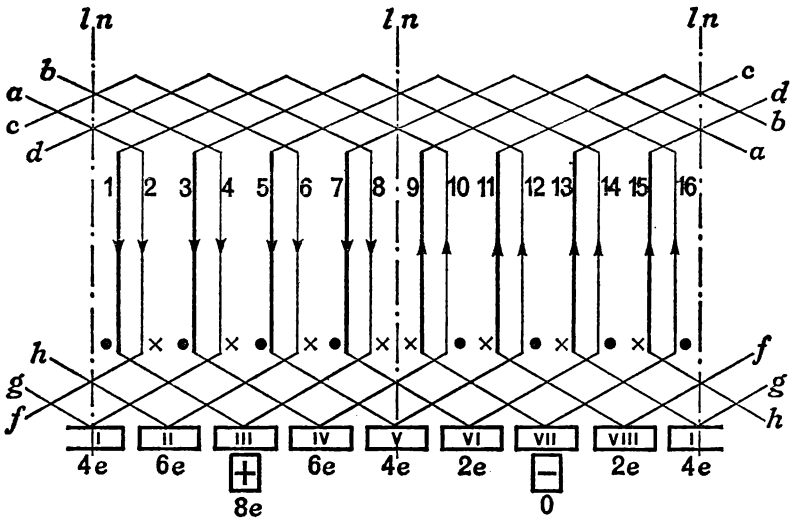


Fig. 48. — *Développement panoramique de la figure 47.*

Revenons à la lame VII et commençons par le conducteur 9 en repérant par une croix (×) les conducteurs utilisés, nous trouvons successivement (attention aux coupures *a*, *b*, *c*... qui compliquent le parcours) : 9-2-VIII (2*e*)-11-4-I (4*e*)-13-6-II (6*e*)-15-8-III (8*e*).

Nous constatons que. — *a*) C'est entre les lames III et VII que la différence de potentiel est la plus grande, nous y placerons donc les balais : ⊕ en III et ⊖ en VII.

b) Pour aller d'un balai à l'autre deux parcours sont possibles : il y a deux **voies d'enroulement.**

c) Chacune de ces voies comporte le même nombre de conducteurs et ceux-ci sont identiquement répartis le long de la périphérie de l'induit. Les deux voies d'enroulement, **électriquement en parallèle,** donneront donc la même f.é.m.

REMARQUE. — Les balais sont placés sur l'axe des pôles mais les conducteurs qui aboutissent aux lames de collecteur en contact avec les balais se trouvent pratiquement sur la ligne neutre. C'est pourquoi on dit souvent, d'une manière elliptique « *les balais sont calés sur la ligne neutre* ».

5° **Rotation de l'induit.** — Imaginons que l'induit ait tourné d'un huitième de tour (glissement d'une encoche).

Les conducteurs 1 et 2 ont pris la place des 3 et 4 et ainsi de suite. De même chaque lame de collecteur a pris la place de la suivante. Pour avoir une nouvelle représentation de l'enroulement il suffit donc de changer les numéros des conducteurs et des lames, les balais, eux, étant immobiles.

Examinons plus particulièrement les conducteurs 7 et 8 qui ont pris la place des 9 et 10.

a) **Ils ont traversé la ligne neutre.**

b) **Ils ont changé de voie d'enroulement.**

c) **Leur f.é.m. induite a changé de sens. Il en sera de même du courant qui les traversera quand on fera débiter la génératrice** [1].

Ces conclusions sont également valables pour les conducteurs 15 et 16 qui auront pris la place des 1 et 2.

Lorsqu'un conducteur change de voie d'enroulement le courant qui le traverse s'inverse, on dit que le conducteur **commute** et le phénomène correspondant s'appelle **commutation.**

13. *Schéma équivalent à l'induit.*

1° Cas étudié. — Chaque conducteur est un générateur et peut être représenté par le symbole d'une pile. Entre les deux balais, les deux voies d'enroulement sont en parallèle, chacune d'elle étant équivalente à huit générateurs en série (fig. 49).

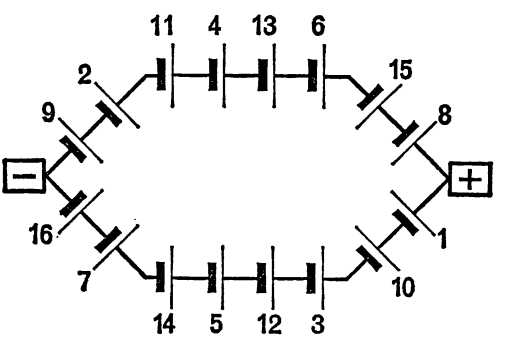


Fig. 49. — *Groupement équivalent à l'enroulement de la figure 48.*

2° Cas général. — Si **N** est le nombre **(pair)** de conducteurs, l'induit est équivalent au groupement en parallèle de 2 séries de $\frac{N}{2}$ générateurs (fig. 50).

a) *f.é.m.* — Si **e** est la f.é.m. moyenne d'un conducteur la f.é.m. totale est $\frac{Ne}{2}$;

(1) C'est le changement de voie et non l'inversion de la f.é.m. qui produit le changement de sens de courant. Lorsque les balais ne sont pas décalés, c'est le cas ici, les phénomènes sont simultanés.

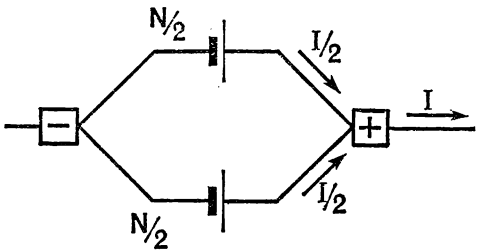


Fig. 50. — *Groupement équivalent d'une génératrice bipolaire.*

b) Courant. — Si la machine débite un courant **I** chaque conducteur n'est traversé que par $\frac{I}{2}$;

c) *Résistance.* — Si **r'** est la résistance de tous les conducteurs, actifs ou non, mis bout à bout; la résistance d'une voie est $\frac{r'}{2}$ et la résistance équivalente aux deux voies en parallèle est :

$$R' = \frac{r'}{4}$$

La résistance mesurée entre les bornes extérieures est plus élevée, outre **R'** elle comporte : la résistance des balais, des connexions et la résistance du contact entre balais et collecteur. Nous appellerons **R** la résistance totale entre bornes [1]. Cette résistance doit être mesurée à « chaud » c'est-à-dire à la température atteinte par l'induit après un certain temps de fonctionnement (2 h par exemple).

Si elle a été mesurée à froid elle doit être majorée pour tenir compte de la variation de résistivité due à l'échauffement (une soixantaine de degrés environ).

14. *Force électromotrice.*

1° **Données.** — Soient **N** le nombre de conducteurs de l'induit, *n* la vitesse de rotation en **tours par seconde** et Φ le **flux sous un pôle.**

2° **Pour un conducteur.** — En $\frac{1}{n}$ seconde un conducteur quelconque effectue un tour complet au cours duquel il coupe 2 fois le flux Φ (une fois sous le pôle N et une fois sous le pôle S). On a donc :

$$\Delta\Phi = 2\Phi \qquad \Delta t = \frac{1}{n}$$

la f.é.m. moyenne par conducteur est donc :

$$e = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = \frac{2\Phi}{\frac{1}{n}} = 2n\Phi$$

(1) Toutes les grandeurs électriques relatives à l'induit seront écrites en majuscules et celles relatives à l'inducteur en minuscules.

3° **f.é.m. de la machine.** — Elle s'obtient en multipliant e par le nombre $\frac{N}{2}$ de conducteurs en série :

$$E = \frac{N}{2} \cdot 2n\Phi = Nn\Phi$$

$$\boxed{E = Nn\Phi} \quad (4)$$

n en tr/s
Φ en webers
E en volts

4° **Ondulation de la f.é.m.** — Nous avons vu au début de ce chapitre que, grâce au collecteur, la f.é.m. fournie par une spire était unidirectionnelle mais non continue [1]. Il en est de même des f.é.m. induites dans toutes les spires. Du fait de l'étalement des conducteurs le long de l'induit, les différentes f.é.m. ne sont pas maximales simultanément (fig. 51) et la f.é.m. totale ne s'annule plus comme c'était le cas avec deux conducteurs; néanmoins elle reste légèrement ondulée. L'amplitude de l'ondulation diminue quand le nombre de lames de collecteur augmente et comme celui-ci est grand l'ondulation est faible. Pour 50 lames (ce qui est peu) l'ondulation serait égale à 0,4 % de **E**. On peut donc admettre que **E** est une f.é.m. continue.

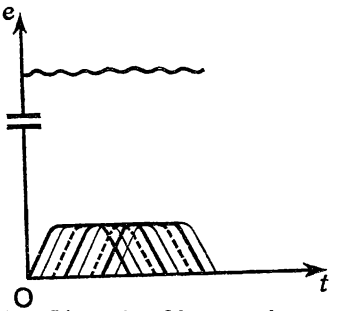


Fig. 51. — *La f.é.m. totale est légèrement ondulée.*

15. *Autre type d'enroulement.*

L'enroulement que nous avons donné est **imbriqué.** Après avoir relié le conducteur 10 au 1 nous sommes revenus vers le conducteur 3 en formant une boucle (fig. 52). Si nous avions continué à progresser dans le même sens pour aller vers 3 nous aurions obtenu un enroulement **ondulé** (fig. 53).

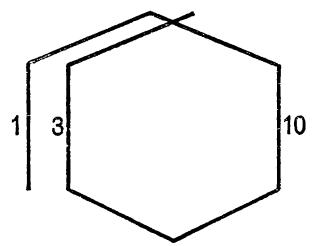


Fig. 52. — *Enroulement imbriqué.*

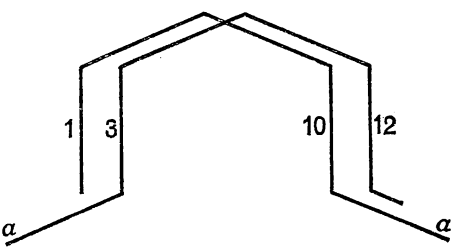


Fig. 53. — *Enroulement ondulé.*

(1) Rappelons (1re T.I., F2, § 1) qu'une tension est dite continue quand elle est constante.

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

4. 01. — Une génératrice porte 740 conducteurs ayant chacun une résistance de 1 mΩ. Quelle est la résistance de l'enroulement?

4. 02. — Calculer la f.é.m. E pour

$$N = 600 \quad n = 25 \text{ tr/s} \quad \Phi = 0{,}02 \text{ Wb}$$

4. 03. — A quelle vitesse doit tourner une génératrice fournissant 440 V avec 800 conducteurs si le flux sous un pôle est de 0,022 Wb?

4. 04. — Calculer les pertes joules dans un induit dont la résistance entre bornes est $R = 0{,}2\ \Omega$ si le débit est de 40 A.

II. A RÉSOUDRE.

4. 05. — Une génératrice tourne à la vitesse de 1 440 tr/mn. L'induit porte 620 conducteurs et le flux sous un pôle est de 30 mWb. Calculer :

1° La f.é.m. obtenue.

2° La vitesse à laquelle devrait tourner la machine pour fournir une f.é.m. de 500 V.

4. 06. — L'induit d'une génératrice porte 560 conducteurs dont la longueur moyenne est 0,7 m (y compris la partie inactive). La f.é.m. de la machine est 250 V à la vitesse de 1 800 tr/mn. Calculer :

1° Le flux sous un pôle.

2° La résistance de l'enroulement induit sachant qu'il est en cuivre ($\rho = 2.10^{-8}\ \Omega m$) et que la section d'un fil est de 5 mm^2.

3° Le débit de la machine si l'on admet dans les conducteurs une densité de courant de 3,5 A/mm^2.

NOTE. — Ne pas oublier qu'il y a deux voies d'enroulement.

5

GÉNÉRATRICE A EXCITATION INDÉPENDANTE

Remarque préalable. — Nous n'avons pas jusqu'ici précisé comment était alimenté l'enroulement inducteur. Si pour obtenir le courant nécessaire on utilise une source auxiliaire (autre génératrice, batterie d'accumulateurs, redresseurs) la génératrice est dite à **excitation indépendante.** Si l'inducteur est alimenté par la génératrice elle-même, celle-ci est dite **auto-excitée.**

16. *Étude à vide.*

1° Symboles d'une génératrice à excitation indépendante (fig. 54).

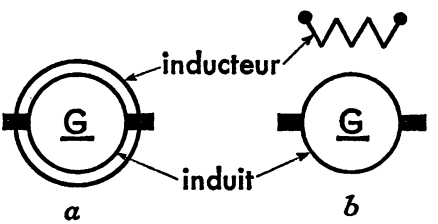


Fig. 54. — *Symboles.*

Symbole a. — Plus rapide à dessiner, il est utilisé dans les schémas généraux; le cercle extérieur symbolise l'inducteur et le cercle intérieur, l'induit.

Symbole b. — Plus expressif, nous l'utiliserons dans ce cours; l'induit est toujours représenté par un cercle mais plus l'inducteur.

2° Montage (fig. 55). — La génératrice est entraînée par un moteur (électrique, diésel, turbine) non représenté. L'inducteur est alimenté par une source auxiliaire de tension suffisante; en série se trouve un rhéostat d'excitation (ou de champ) qui permettra le réglage du courant et un ampèremètre. Un voltmètre monté entre les bornes de l'induit indique la

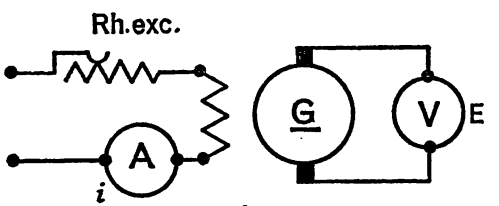
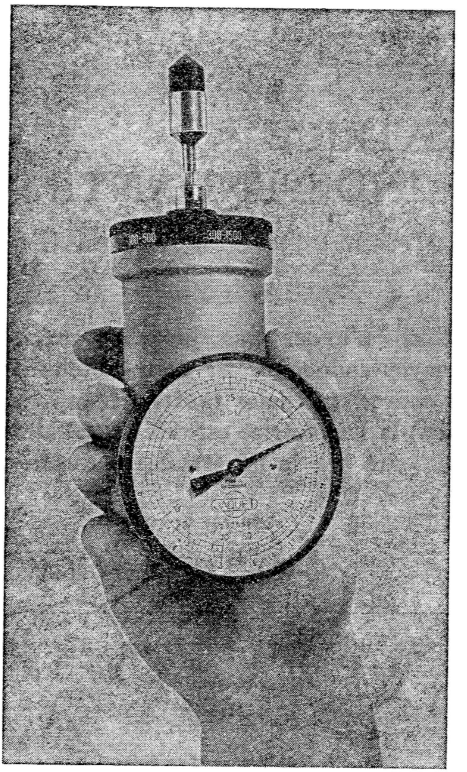


Fig. 55. — *Étude à vide.*



(*Photo Zivy*)

Fig. 55 bis. — *Tachymètre.*

f.é.m. Un tachymètre (compte-tours) sert à mesurer la vitesse (fig. 55 bis).

3° Machine utilisée. — Sur la plaque signalétique de la génératrice on lit les valeurs nominales, c'est-à-dire celles qui correspondent au fonctionnement normal pour lequel la machine a été calculée :

$\mathbf{P = 3\ kW}$ $\mathbf{U = 110\ V}$
$\mathbf{I = 27\ A}$ $\mathbf{n = 1\,500\ tr/mn}$

En outre la résistance de l'induit est $\mathbf{R = 0{,}5\ \Omega}$ et celle de l'inducteur $\mathbf{r = 150\,\Omega}$.

ATTENTION, les vitesses de rotation des machines sont exprimées en tours par minute alors que dans les formules il faut les exprimer en tours par seconde, on a :

$$n\ (\text{tr/s}) = \frac{n^*\ (\text{tr/mn})}{60}$$

ou $\mathbf{n^* = 60\,n}$

nous ne mettrons l'astérisque qu'en cas de présences simultanées des deux vitesses.

4° Variations de la f.é.m. avec la vitesse. — *a*) Nous réglons le courant d'excitation (dans les inducteurs) à $i = 0{,}5$ A, nous faisons varier la vitesse (par action sur le moteur d'entraînement), nous relevons E et nous calculons le rapport $\frac{E}{n^*}$

n^* (tr/mn)	1 500	1 200	1 000	1 650
E (V)	110	89	78	120
E/n^*	0,073	0,074	0,073	0,073

compte tenu de l'approximation de nos mesures le rapport $\frac{E}{n^*}$ est constant, la f.é.m. est bien proportionnelle à la vitesse comme l'indique la formule 4.

Notons que $\frac{E}{n} = N\Phi$ donc $\frac{E}{n^*} = \frac{N\Phi}{60}$

notre machine comportant 680 conducteurs nous pouvons calculer :

$$\frac{E}{n^*} = 0{,}078 \qquad N\Phi = 60.0{,}078$$

$$\Phi = \frac{60.0{,}078}{680} = 0{,}00645 \text{ Wb} = 6{,}45 \text{ mWb}$$

b) *Inversons le sens de rotation.* — Il faut croiser les fils du voltmètre, la f.é.m. a changé de sens.

c) *Inversons le courant inducteur.* — La f.é.m. change également de sens.

5° **Formule.** — Soient n_1 et n_2 deux valeurs de vitesse et E_1, E_2 les f.é.m. correspondantes pour un même flux :

$$E_1 = Nn_1\Phi \qquad E_2 = Nn_2\Phi \qquad \frac{E_2}{E_1} = \frac{Nn_2\Phi}{Nn_1\Phi} \qquad \text{soit}$$

(5) $\boxed{\frac{E_2}{E_1} = \frac{n_2}{n_1}}$ les E en volts, les n en tr/s ou en tr/mn

17. *Caractéristique à vide.*

1° **Tracé.** — a) *Définition.* — C'est la courbe $E = f(i)$. Elle se trace toujours :

1. A vitesse constante.

2. A excitation indépendante (quel que soit le mode d'excitation utilisé en charge).

b) *Montage.* — Figure 55.

c) *Relevé.* — Éliminons totalement le rhéostat d'excitation pour avoir i maximal, puis augmentons sa résistance pour diminuer i, enfin ouvrons le circuit d'excitation : i est nul, la f.é.m. ne l'est pas; les volts restants sont dus à l'aimantation rémanente des pôles.

d) *Résultats.* — Relevés avec une vitesse de 1 500 tr/mn.

i (A)	0,93	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1	0
E (V)	134	133	130	125	118	110	97	81	60	33	4,5

e) *Courbe* (fig. 56). — La f.é.m. et le flux étant proportionnels (n = Cte), la caractéristique à vide n'est autre que la courbe de magnétisa-

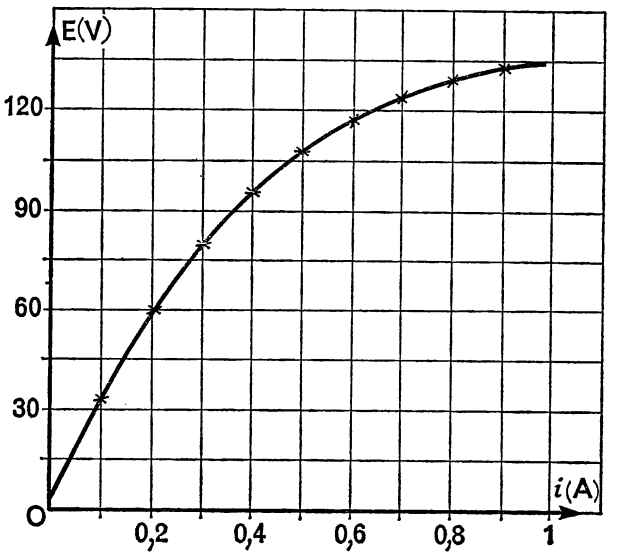


Fig. 56. — *Caractéristique à vide.*

tion du circuit magnétique de la machine (fer + entrefer). On l'appelle aussi caractéristique interne. Jusqu'à i = 0,3 A, le fer n'étant pas saturé, la caractéristique est rectiligne : ensuite elle s'incurve de plus en plus.

2° Comparaison de caractéristiques tracées à des vitesses différentes. — Pour un même courant d'excitation, la f.é.m. est proportionnelle à la vitesse et l'on aura :

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{MP_2}{MP_1} \quad \text{(fig. 57)}$$

On passe d'une courbe à l'autre par une affinité orthogonale (d'axe Oi, de rapport $\frac{n_2}{n_1}$).

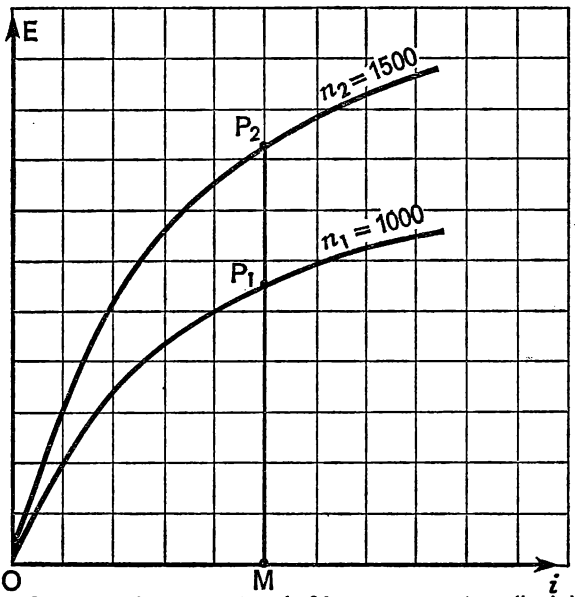


Fig. 57. — *Pour une même excitation, la f.é.m. est proportionnelle à la vitesse.*

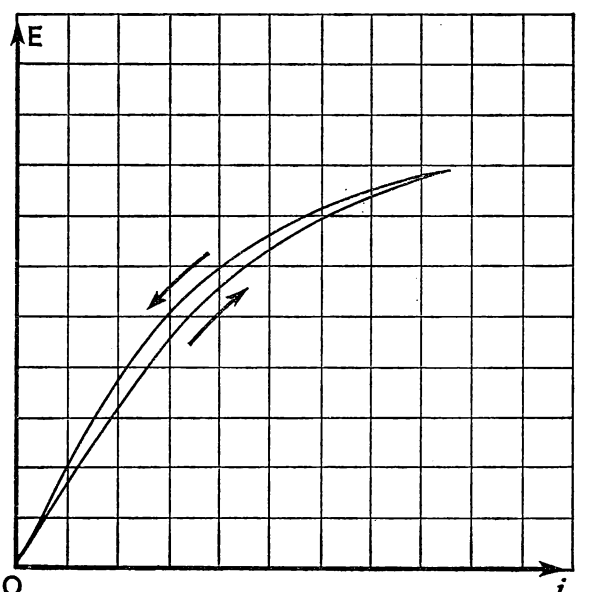


Fig. 58. — *La caractéristique à vide est dédoublée par l'hystérésis.*

3° **Hystérésis.** — Si l'on trace la caractéristique à excitation décroissante puis croissante on obtient deux courbes distinctes (fig. 58). Le dédoublement est dû à l'hystérésis des différentes portions du circuit magnétique de la machine.

18. *Caractéristique en charge.*

1° **Définition.** — La caractéristique en charge (ou externe) est la courbe $U = f(I)$, de la tension qui existe entre les bornes de l'induit en fonction du courant qu'il débite; **l'excitation** i **et la vitesse** n **restant constantes.**

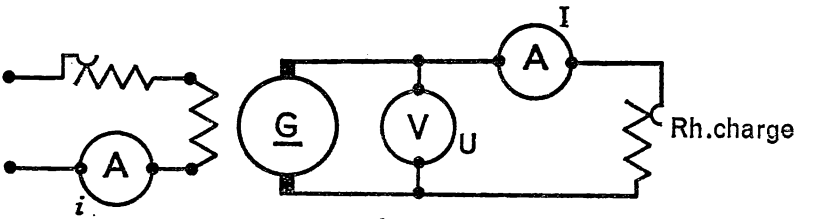


Fig. 59. — *Étude en charge.*

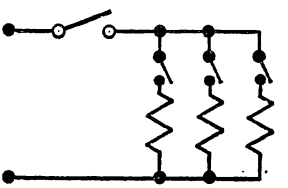


Fig. 60. — *Rhéostat de charge.*

2° **Montage.** — Nous plaçons un rhéostat de charge entre les bornes de l'induit (fig. 59). Ce rhéostat doit pouvoir supporter la tension de la machine et absorber son courant, il est en général formé de « boudins » identiques que l'on met en parallèle (fig. 60).

3° **Résultats.** — Ils sont donnés pour $n = 1\,500$ tr/mn et $i = 0{,}5$ A. En plus des valeurs relevées nous portons dans le tableau les valeurs calculées suivantes :

$$h = 110 - U \qquad u = RI = 0{,}5\,I \qquad \text{et} \qquad e = h - u$$

RELEVÉS	I (A)	0	4	8	12	16	20	24	28
	U (V)	110	107	102	97	91	84	76	68
CALCULS	$h = 110 - U$	0	3	8	13	19	26	34	42
	$u = RI$	0	2	4	6	8	10	12	14
	$e = h - u$	0	1	4	7	11	16	22	28

4° **Interprétation des résultats.** — *a*) Pour $I = 0$ on retrouve les 110 V de la f.é.m. de l'essai à vide (puisque $i = 0{,}5$ A).

$$I = 0 \Rightarrow U = E$$

b) Quand le courant de charge croît, la tension diminue. On aurait pu s'attendre à vérifier la relation linéaire $U_0 = E - RI$ de la loi d'Ohm appliquée aux générateurs; dans ce cas la courbe $U_0 = f(I)$

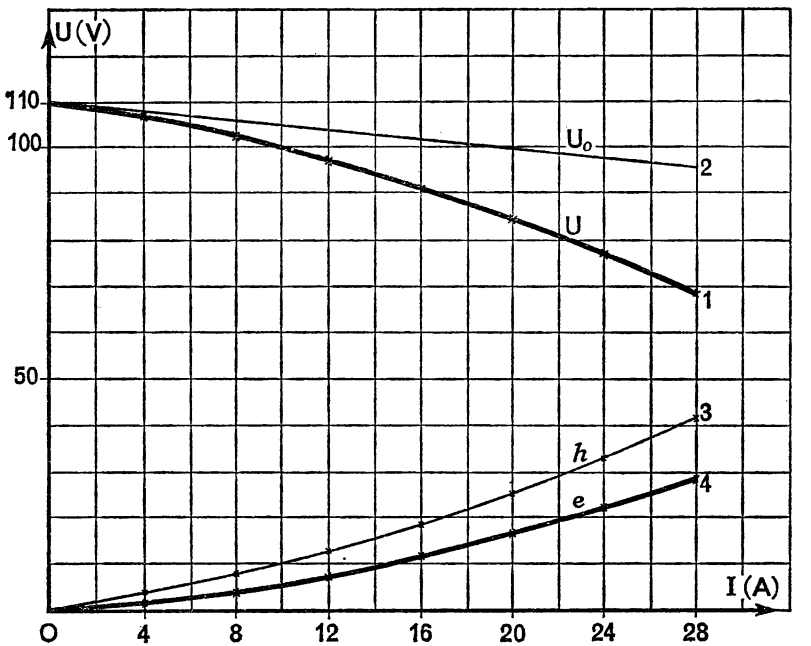


Fig. 61. — *Courbes en charge.*

eût été une droite (fig. 61, courbe 2), or la caractéristique $U = f(I)$ obtenue avec les valeurs relevées (fig. 61, courbe 1) est nettement au-dessous. Par exemple pour $I = 20$ A, $U_0 = 110 - 0{,}5.20 = 100$ V et $U = 84$ V.

c) La chute totale de tension $h = E - U$ (fig. 61, courbe 3) n'est donc pas seulement due à la résistance de l'induit : $h > RI$. Le supplément de chute de tension $e = h - RI$ (fig. 61, courbe 4) est due au phénomène de réaction transversale d'induit.

19. *Réaction transversale d'induit.*

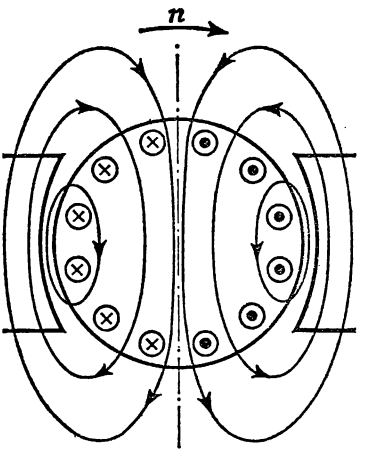


Fig. 62. — *Champ magnétique dû à la seule réaction d'induit.*

1° Origine. — Lorsque l'induit débite un courant I tous les conducteurs qu'il porte sont traversés par $\frac{I}{2}$ et créent à sa périphérie des ampères magnétisants. L'orientation générale des lignes de force, dues à la seule réaction d'induit, est perpendiculaire à celle des lignes de force de l'inducteur (fig. 62). En gros l'induit est équivalent à une bobine ayant pour axe la ligne neutre.

2° Aspect qualitatif du phénomène. — La force magnétomotrice de l'induit s'ajoute à celle de l'inducteur pour donner une force magnétomotrice résultante qui produit un champ dont les lignes de force sont inclinées (fig.63). Il semble que les lignes de force ont tendance à être entraînées par la rotation de l'induit. La ligne neutre elle-même a tourné. **Il y a distorsion dans le sens de la rotation.** Il en résulte une saturation des cornes polaires de sortie et une démagnétisation des cornes d'entrée.

L'induction varie donc brusquement au voisinage des cornes de sortie et la f.é.m. de la section qui s'y trouve est bien plus grande que celle des autres. Les conséquences en sont : une mauvaise distribution de tensions au collecteur, des étincelles et un risque d'amorçage d'arc; c'est le plus grave inconvénient de la réaction d'induit.

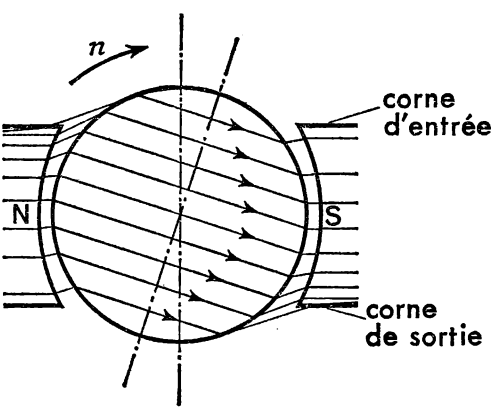


Fig. 63. — *Distorsion du champ magnétique résultant.*

* **3° Aspect quantitatif.** — On pourrait espérer une compensation entre les augmentations et les diminutions d'induction, il n'en est rien à cause de la saturation. On voit nettement (fig. 64)

que la soustraction d'une force magnétomotrice donnée produit une perte d'induction supérieure au gain obtenu par l'addition de la même force magnétomotrice.

Finalement bien que l'excitation soit inchangée, le flux en charge est plus petit que le flux à vide. Pour une même vitesse il en est de même des f.é.m. :

$\mathbf{E}_c$ (charge) $<$ **E** (vide)

La chute de tension *e* due à la réaction d'induit est en réalité **une chute de f.é.m.** La loi d'Ohm s'applique toujours mais avec $\mathbf{E}_c$ et non **E**

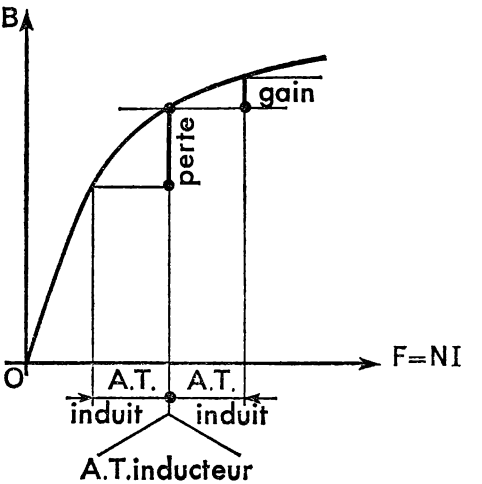


Fig. 64. — *La perte d'induction est supérieure au gain.*

$$\boxed{U = E_c - RI} \quad \text{avec} \quad \boxed{E_c = E - e}$$

4° **Remède.** — On compense les A.T. de la réaction d'induit par des A.T. opposés produits par un enroulement compensateur (fig. 65) logé dans les encoches des épanouissements polaires (revoir fig. 28). Pour que la compensation soit correcte à toute charge, l'enroulement est alimenté par le courant **I** que débite la machine. Si la compensation est bien calculée la réaction d'induit est négligeable :

— il n'y a plus de distorsion;

— la distribution des tensions au collecteur redevient correcte;

— le flux et la f.é.m. sont les mêmes en charge qu'à vide.

Par contre la résistance de l'enroulement compensateur s'ajoute à celle de l'induit et produit une chute de tension supplémentaire du même ordre de grandeur que celle qui était due à la réaction d'induit. **Le gain sur la tension est donc à peu près nul.**

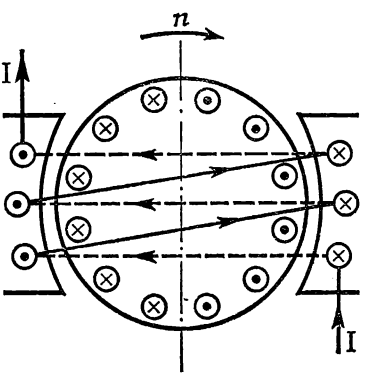


Fig. 65. — *Enroulement compensateur.*

20. *Commutation.*

1° **Manifestation.** — Lors du fonctionnement en charge d'une génératrice, des étincelles se produisent entre les balais et les lames qui les quittent. Si elles devenaient trop importantes un arc pourrait « encercler » le collecteur et le détruire.

2° **Origine.** — Une section est reliée à deux lames consécutives du collecteur, II et III par exemple (fig. 66). Quand la lame II remplace la lame III sous le balai, le courant s'inverse dans la section et ce en un **temps très court.**

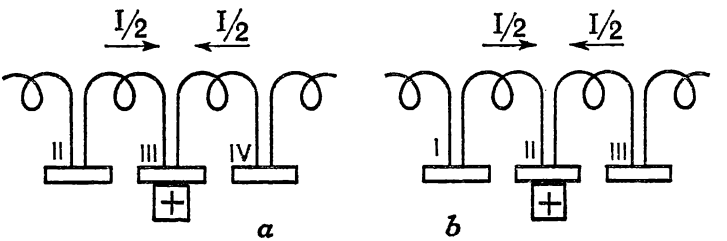


Fig. 66. — *Commutation.*

Cette inversion produit une f.é.m. auto-induite, de « **commutation** », très élevée qui tend **à maintenir l'ancien courant** le plus longtemps possible (loi de Lenz). Quand la lame III quitte le balai il y a une étincelle de rupture.

3° **Remèdes.** — a) *Principe.* — Pour combattre la f.é.m. de commutation qui cherche à maintenir l'ancien courant, il faut lui opposer une f.é.m. dont le sens tend **à établir le nouveau courant.** Les f.é.m. induites dans les conducteurs par les pôles principaux ont bien le sens voulu, malheureusement quand les balais sont sur l'axe des pôles la commutation concerne les conducteurs qui se trouvent sous la ligne neutre, c'est-à-dire dans une région sans flux. On va donc chercher à placer l'axe de commutation dans une région plus favorisée.

b) *Décalage des balais dans le sens de la rotation* (fig. 67). — L'axe de commutation (en trait fin) est aussi décalé dans le même sens et ne coïncide plus avec la ligne neutre. La commutation a bien lieu maintenant dans un domaine où les f.é.m. dues aux pôles principaux ne sont plus nulles et tendent à établir le nouveau courant.

c) *Pôles auxiliaires de commutation.* — Les balais conservant leur position, plaçons des pôles auxiliaires sud en haut et nord en bas (fig. 68). La ligne neutre a basculé dans le sens opposé à la rotation alors que l'axe de commutation est inchangé. La situation relative est donc la même qu'en *b*) et les conducteurs qui commutent sont bien dans une région où le flux est favorable.

Ces pôles auxiliaires sont en série avec l'induit et la résistance de celui-ci s'en trouve encore augmentée.

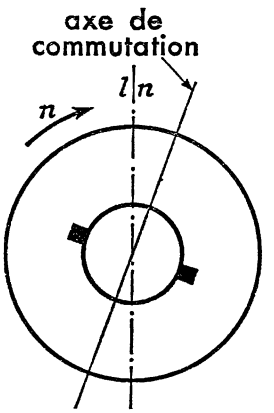


Fig. 67. — *Décalage des balais dans le sens de la rotation.*

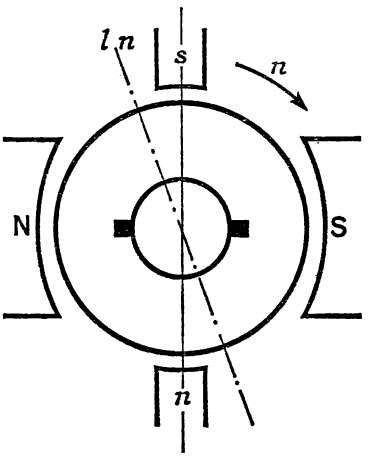


Fig. 68. — *Pôles auxiliaires de commutation.*

Remarques. — I. Dans le sens de la rotation, un pôle de commutation précède le pôle principal de même nom.

II. Les machines modernes possèdent toutes des pôles de commutation et les plus puissantes ont, en outre, un enroulement compensateur.

III. Si l'on change le sens de rotation ou le sens de i (donc de Φ) :

E et I sont inversés, la réaction d'induit aussi; l'action de l'enroulement compensateur et des pôles de commutation est inversée également. Les enroulements auxiliaires continuent donc d'être correctement alimentés, et lors de la construction, leurs bornes peuvent être reliées une fois pour toute à celle de l'induit.

Il n'y a que 4 bornes sur la plaque d'une génératrice à excitation indépendante : 2 pour l'induit, 2 pour l'inducteur.

IV. Lorsque les balais sont décalés d'un angle α, la f.é.m. n'est plus que

$$E_\alpha = E \cos \alpha$$

Tant que α est petit $E_\alpha \simeq E$ (pour $\alpha = 10^0$ on a $\cos \alpha = 0{,}985$).

* 21. *Courbe de réglage.*

C'est la courbe $i = f(I)$.

1° **Intérêt.** — Nous avons vu qu'à excitation constante la tension chutait beaucoup quand le courant de charge augmentait. Un tel fonctionnement n'intéresse pas l'utilisateur, ce qu'il veut c'est avoir une **tension sensiblement constante quel que soit le débit.** Puisqu'on ne peut supprimer la chute de tension, il faut relever la f.é.m. en augmentant le courant d'excitation.

2° **Montage.** — Il est identique à celui de la figure 59.

3° **Tracé.** — On charge la génératrice et on rétablit la tension initiale par augmentation de *I*.

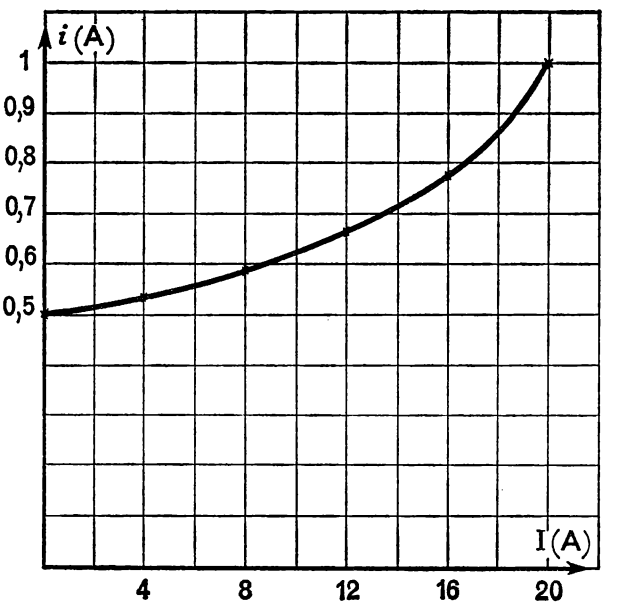


Fig. 69. — *Courbe de réglage.*

4° **Résultats.** — Valeurs constantes : $U = 110$ V $n = 1\,500$ tr/mn.

I (A)	0	4	8	12	16	20
i (A)	0,5	0,53	0,6	0,67	0,78	1

La courbe est tracée figure 69.

Le réglage de I peut être rendu automatique grâce à un régulateur.

22. *Bilan énergétique.*

1° **Puissance absorbée.** — Elle a deux origines.

a) Sous forme mécanique l'induit reçoit de la puissance du moteur qui l'entraîne, soit P_{ma} (puissance mécanique absorbée).

b) Sous forme électrique l'inducteur reçoit de la puissance de la source qui l'alimente :

$$ui = ri^2$$

u étant la tension de la source, r étant la résistance totale du circuit d'excitation (inducteurs et rhéostat).

La puissance totale absorbée est :

$$P_a = P_{ma} + ri^2$$

2° **Puissance utile.** — Elle est électrique, comme pour tous les générateurs c'est :

$$P_u = UI$$

3° **Pertes.** — *a*) Pertes joules induit [1] : RI^2

b) Pertes joules inducteurs : $ui = ri^2$.

c) Autres pertes. Nous les détaillerons au chapitre 11. Pour le moment nous les notons p, elles sont indépendantes du courant I.

4° **Puissance électrique totale (P_{et}).** — C'est la puissance mécanique effectivement transformée en puissance électrique; c'est la somme de la puissance utile et des pertes joules induit :

$$P_{et} = UI + RI^2 = (U + RI)I = EI$$

REMARQUE : **La force électromotrice qui intervient dans les calculs de puissance est toujours la force électromotrice en charge; nous supprimons son indice.**

(1) R comprend éventuellement la résistance des enroulements auxiliaires (compensation, commutation), cela restera entendu dans les problèmes.

5° **Bilan.**

$$P_a = P_{ma} + ri^2 = UI + RI^2 + ri^2 + p = P_{et} + ri^2 + p$$

le graphique ci-dessous (fig. 70) image le bilan :

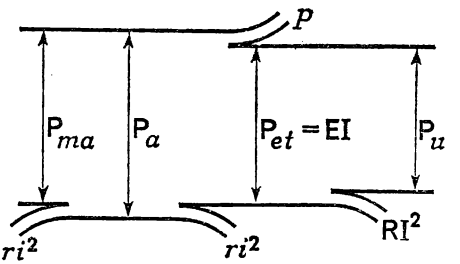


Fig. 70. — *Bilan des puissances.*

6° **Rendement** [1].

$$(6) \quad \eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{UI}{UI + RI^2 + ri^2 + p} = \frac{UI}{P_{et} + ri^2 + p}$$

Le rendement des machines modernes dépasse 90 %. Il atteint 96 % pour les plus puissantes. Le rapport $\frac{U}{E}$ est le rendement électrique de l'induit.

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

5. 01. — Calculer la puissance utile et la puissance électrique totale : $U = 210$ V, $I = 50$ A, $R = 0{,}2\ \Omega$

5. 02. — Calculer le rendement d'une génératrice : $P_{ma} = 50$ kW, $ui = 1$ kW, $U = 240$ V, $I = 200$ A

(1) La réaction d'induit d'influe pas directement sur le rendement.

5. 03. — La f.é.m. d'une génératrice double-t-elle quand on double le courant d'excitation? Pourquoi?

5. 04. — On inverse le sens de rotation et le courant d'excitation d'une génératrice. Qu'en résulte-t-il pour la f.é.m. et le courant débité?

II. AVEC SOLUTION.

5. 05 — Une génératrice à excitation indépendante parfaitement compensée a une f.é.m. constante de 240 V, pour un courant d'excitation de 4 A Les résistances des enroulements sont : induit R = 0,08 Ω ; inducteurs : r = 30 Ω

Les pertes constantes sont p = 450 W.

Pour un débit de I = 80 A, calculer :

1° La tension U.

2° Les puissances suivantes : *a*) puissance utile ; *b*) pertes joules dans l'induit ; *c*) pertes joules dans l'inducteur ; *d*) puissance absorbée.

3° Le rendement.

— SOLUTION —

1° Tension : $U = E - RI = 240 - 0{,}08.80 = 233{,}6$ V.

2° Puissances :

$$\begin{aligned} P_a = UI &= 233{,}6.80 &&= 18\,688 \text{ W} \\ RI^2 &= 0{,}08.80.80 &&= 512 \text{ W} \\ ri^2 &= 30.4.4 &&= 480 \text{ W} \\ p &= &&= 450 \text{ W} \\ P_a &= &&= 20\,130 \text{ W} \end{aligned}$$

3° Rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{18\,688}{20\,130} = 0{,}93 \text{ soit } 93\ \%.$$

5. 05 *bis*. — *Exercice conseillé*. — Effectuer les calculs ci-dessus pour les courants suivants : 20, 40, 60 A.

Disposer les calculs en tableau.

5. 06. — La génératrice étudiée au cours du chapitre tourne maintenant à 1 650 tr/mn.

1° Tracer la nouvelle caractéristique à vide.

2° Tracer la nouvelle courbe de réaction d'induit, sachant que pour un courant I donné, e est proportionnelle à *n*.

3° On fixe à 0,5 A le courant d'excitation, tracer la nouvelle caractéristique en charge.

— Solution —

Nous ne traçons pas les courbes et nous ne donnons les résultats que pour quelques valeurs, il est fortement conseillé au lecteur d'achever ce problème.

1° E est proportionnelle à la vitesse, il faut donc multiplier les f.é.m. du tableau de la page 42 par :

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{1\,650}{1\,500} = 1{,}1$$

i	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
E	5	36,3	66	...	...	121	...	...	...	146,3

2° Les valeurs de *e* du tableau de la page 44 doivent être multipliées par 1,1 (voir tableau du 3°).

3° La f.é.m. à vide est 121 V.

Exemple de calculs pour I = 12 A :

— f.é.m. en charge : $E_c = E - e = 121 - 7{,}7 = 113{,}3$ V ;

— chute ohmique de tension :

$$u = RI = 0{,}5.12 = 6 \text{ V}$$

— tension de la machine :

$$U = E_c - RI = 113{,}3 - 6 = 107{,}3 \text{ V}$$

I	0	4	8	12	16	20	24
e	0	1,1	4,4	7,7	...	...	24,2
E_c	121	119,9	116,6	113,3	...	...	96,8
RI	0	2	4	6	...	...	12
U	121	117,9	112,6	107,3	...	...	84,8

III. A RÉSOUDRE.

5. 07. — Une génératrice à excitation indépendante parfaitement compensée a une f.é.m. constante de 550 V. La résistance de l'induit est R = 0,04 Ω.

Pour chacun des débits suivants : 100, 200, 300, 400 A, calculer :

1° La tension de la machine.

2° Les pertes joules dans l'induit.

3° Les puissances utile et absorbée. On tiendra compte des pertes constantes et par excitation, 6 kW au total.

4° Le rendement.

N.B. — Disposer les résultats en tableau.

5. 08. — 1° Tracer la caractéristique à vide à 1 800 tr/mn de la génératrice étudiée dans le chapitre (fig. 56 et tabl.). Pour quelle valeur de *i* aura-t-on une f.é.m. de 150 V?

2° On suppose que la réaction d'induit est proportionnelle à la vitesse, calculer les valeurs de e pour les courants suivants : 4, 8, 12, 16 et 20 A et tracer la courbe $e = f(I)$. (Utiliser le tableau de la page 44).

3° Tracer la caractéristique en charge, la f.é.m. à vide étant de 150 V.

***5. 09.** — Une génératrice bipolaire à excitation indépendante a une f.é.m. de 300 V à la vitesse de 1 500 tr/mn. L'induit porte 600 conducteurs dont la section est 10 mm² et la longueur moyenne 0,75 m. Calculer :

1° Le flux sous un pôle.

2° La résistance de l'induit ($\rho = 2.10^{-8}$ Ωm).

3° La densité de courant dans les conducteurs de l'induit quand I = 40 A.

4° La puissance utile de la machine pour ce même courant

***5. 10.** — On donne quelques points de la caractéristique à vide à 1 200 tr/mn d'une génératrice à excitation indépendante :

I	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8
E	60	120	180	219	243	261	273	282	291

Les résistances sont :

pour l'induit R = 1,2 Ω ;

pour l'indicateur $r = 120$ Ω.

L'inducteur est alimenté par une batterie donnant une tension constante de 210 V.

La réaction d'induit est négligeable.

1° Tracer la caractéristique à vide (rémanent négligé).

2° Quel est le courant d'excitation qui donne E= 250 V? Calculer la résistance correspondante du rhéostat d'excitation.

3° En conservant le courant d'excitation du 2°, tracer la caractéristique en charge pour un courant I variant de 0 à 30 A.

4° On veut avoir une tension U= 250 V, constante, quel que soit le débit. Quelles valeurs faut-il donner au courant d'excitation pour avoir les débits suivants 10, 20, 30 A? Calculer les résistances correspondantes du rhéostat d'excitation. Quel est le débit maximal possible?

6

GÉNÉRATRICE SHUNT

23. *Constitution.*

Une génératrice shunt (symboles fig. 71) est identique à une génératrice à excitation indépendante. L'inducteur est mis en parallèle avec

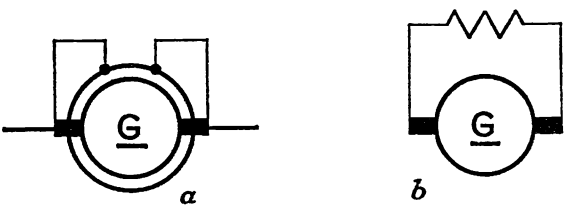


Fig. 71. — *Symboles.*

l'induit. Il doit donc être calculé pour fonctionner sous la même tension **U**. Il comporte toujours un nombre élevé de spires en fil fin, de l'ordre de 1 000. L'induit fournit donc le courant *i* en plus du courant **I** soit (fig. 72);

$$\boxed{I' = I + i}$$

Le courant *i* ne représente que 1 à 3 % de **I**.

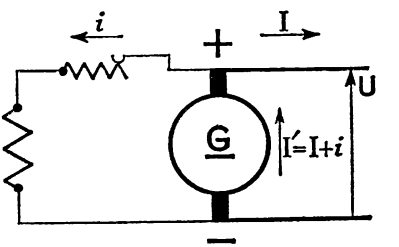


Fig. 72. — *L'induit fournit* $I' = I + i$.

24. *Amorçage.*

1° Nous supposons qu'il n'y a pas de rhéostat d'excitation et que la machine tourne à la vitesse nominale. Le flux rémanent produit une f.é.m. de quelques volts, cette f.é.m. engendre un faible courant d'excitation et ce courant crée un petit flux, de deux choses l'une :

— *ou ce flux augmente le rémanent :* il s'ensuit une augmentation

de **E** donc de *i* donc de Φ donc à nouveau de **E** etc.; **la machine s'amorce** et la f.é.m. prend une valeur voisine de la tension nominale;

— *ou ce flux diminue le rémanent:* la machine ne s'amorce pas.

Dans ce dernier cas il suffit soit de changer le sens de rotation, soit de permuter les connexions entre induit et inducteur, pour obtenir l'amorçage.

2° **Point de fonctionnement à vide.** — Quand la machine est amorcée, quelle est exactement sa tension?

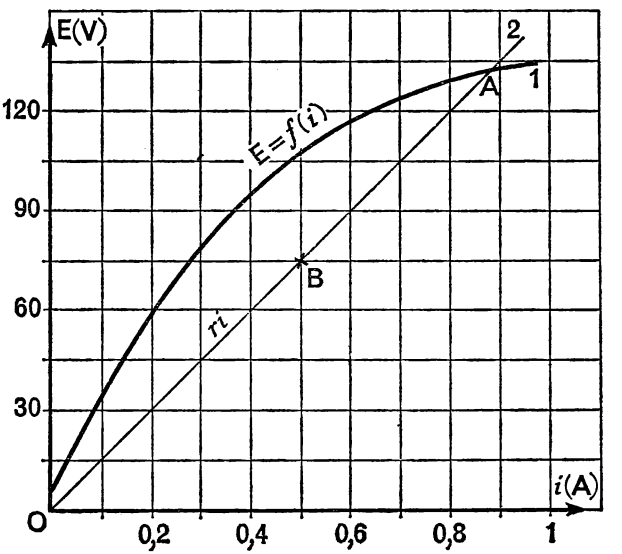


Fig. 73. — *Point de fonctionnement.*

La tension entre les bornes de l'induit est $U = E - Ri$ puisque l'induit débite seulement dans l'inducteur un courant *i*; celui-ci étant faible Ri peut être négligé devant **E** et l'on a sensiblement : $U \simeq E$. La tension entre les bornes de l'induit est donc donnée par la caractéristique à vide (fig. 73, courbe 1).

La tension entre les bornes de l'inducteur est $u = ri$, c'est une fonction linéaire de *i* qui peut être tracée puisque *r* est connue (fig. 73, droite 2).

L'induit et l'inducteur sont en parallèle leurs tensions sont donc égales :

$$a = U \text{ soit } ri = E$$

La solution graphique de cette équation est le point A d'intersection de la « droite des inducteurs » et de la caractéristique à vide (fig. 73).

Nous avons résolu le problème avec les données relatives à la génératrice du chapitre 5 : courbe de la figure 56 et $r = 150\,\Omega$. La droite des inducteurs passe par 0, il suffit d'un deuxième point par exemple : B (0,5 A, 75 V) pour la construire. Les coordonnées du point A sont :

$$I = 0{,}88 \text{ A} \qquad U = E = 182 \text{ V}$$

A est appelé point de fonctionnement à vide.

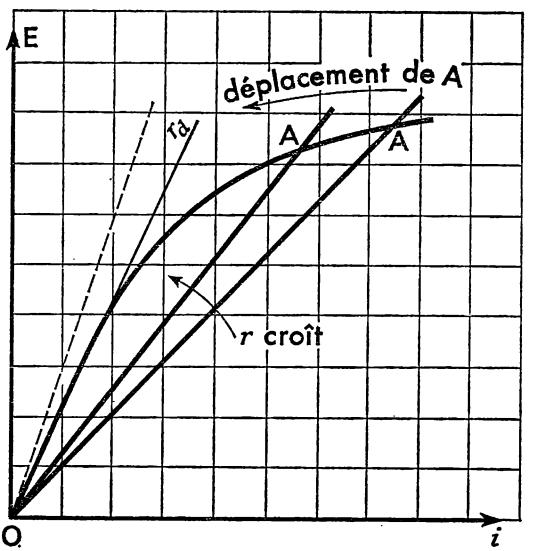


Fig. 74. — *Influence de la résistance du circuit d'excitation sur le point de fonctionnement.*

* 3° **Déplacement du point de fonctionnement.** — a) *Avec la résistance du circuit inducteur.* — Si l'on augmente r par action sur le rhéostat d'excitation la pente de la droite des inducteurs augmente et A se déplace vers la gauche (fig. 74). Si r augmente trop (droite en trait fin), le point A est mal défini, le fonctionnement devient instable, la valeur r_d de la résistance est dite de **désamorçage.** Au delà (droite en pointillés) la machine ne s'amorce plus.

b) *Avec la vitesse.* — Traçons 3 caractéristiques à vide à trois vitesses différentes et la droite des inducteurs pour r donné. On voit que si la vitesse devient trop faible, courbe 3, il n'y a plus d'amorçage (fig. 75).

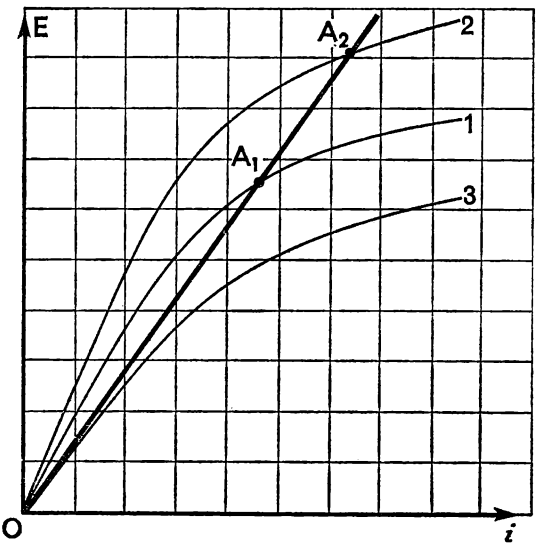


Fig. 75. — *Influence de la vitesse sur le point de fonctionnement.*

25. *Caractéristiques.*

1° **A vide.** — Ainsi que nous l'avons déjà dit (§ 17), elle se trace comme pour une génératrice à excitation indépendante. L'allure de la courbe obtenue ne dépend évidemment pas du mode d'excitation qui sera utilisé en charge. Pour la génératrice du chapitre 5, la courbe a été donnée figure 56.

2° **En charge** (fig. 76). — *a*) Toujours avec la même génératrice nous avons effectué les relevés à 1500 tr/mn et après réglage du rhéostat d'excitation pour avoir **E = 110 V.**

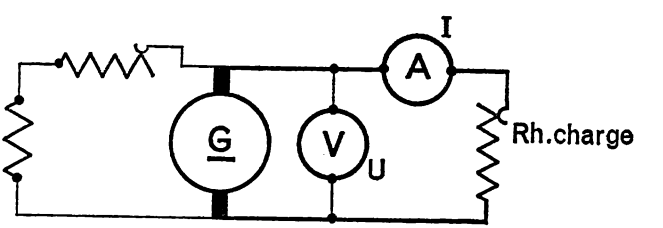


Fig. 76. — *Montage en charge.*

I	0	4	8	12	16
U	110	104	98	79	50

b) *Courbe* (fig. 77). — La tension décroît beaucoup plus vite qu'en excitation indépendante.

Si l'on continue à diminuer la résistance du rhéostat de charge, en espérant augmenter le courant, on constate que celui-ci diminue ainsi

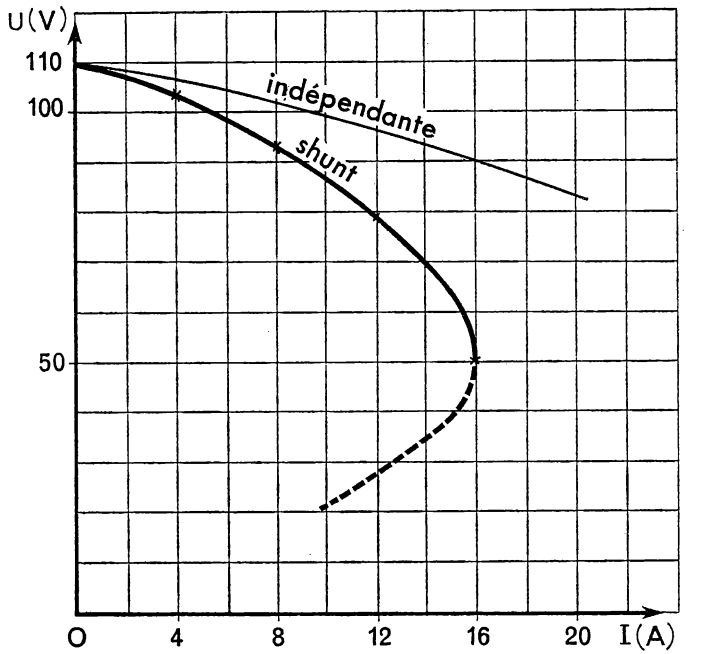


Fig. 77. — *Caractéristique en charge.*

que la tension : **la machine refuse la charge,** on arrive parfois à relever quelques points (courbe en pointillés) mais le fonctionnement est **instable.**

3° **Explications.** — Dans une génératrice à excitation indépendante, à cause de la chute ohmique RI et de la réaction d'induit, la tension diminue quand le débit augmente mais le courant d'excitation reste constant. Dans la machine shunt au contraire, les chutes de tension

précédentes entraînent une diminution du courant d'excitation donc de la f.é.m. On s'explique que la tension décroisse encore plus rapidement.

On peut même court-circuiter une génératrice shunt puisqu'alors $i = 0$ et la f.é.m. restante E_0 est due au seul rémanent. On a sensiblement $I_{cc} = \frac{E_0}{R}$.

* **4° Réglage de la tension.** — Pour maintenir une tension sensiblement constante il faut quand la charge augmente, diminuer la résistance du circuit d'excitation par action sur le rhéostat, on peut ainsi augmenter i et la f.é.m. et compenser la chute de tension.

Cette opération peut être rendue automatique.

26. *Bilan énergétique.*

1° Puissance absorbée (P_a). — Elle est uniquement mécanique et provient du moteur d'entraînement.

2° Puissance utile. — C'est toujours $P_u = UI$.

3° Pertes. — *a*) Pertes joules induit : $RI'^2 = R(I + i)^2$.

b) Pertes joules inducteur : $ri^2 = Ui$ (r résistance totale du circuit inducteur).

c) Pertes constantes : p

4° Puissance électrique totale. — C'est

$$P_{et} = EI' = E(I + i)$$

On peut exprimer la f.é.m., la chute ohmique dans l'induit est $R(I + i)$ donc :

$$E = U + R(I + i)$$

et la P_{et} devient : $P_{et} = [U + R(I + i)]\ (I + i)$

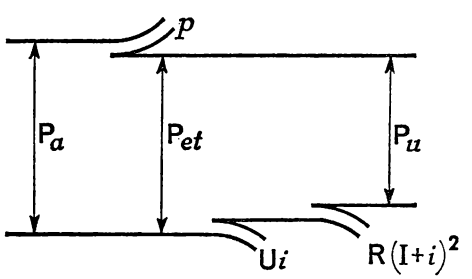


Fig. 78. — *Bilan des puissances.*

5° Bilan des puissances. — La puissance absorbée est la somme de la puissance utile et des différentes pertes.

$$P_a = UI + R(I + i)^2 + Ui + p$$
$$= U(I + i) + R(I + i)^2 + p$$
$$= (I + i)\,[U + R(I + i)] + p$$
$$= P_{et} + p$$

le graphique ci-contre (fig. 78) illustre le bilan.

6° **Rendement.**

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{UI}{UI + R(I + i)^2 + Ui + p} = \frac{UI}{P_{et} + p}$$

(7) $$\boxed{\eta = \frac{UI}{P_{et} + p}}$$

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

6. 01. — Si l'on augmente de 15 % la vitesse d'une génératrice shunt à vide sans changer *r*, la f.é.m. augmente-t-elle de 15 %? ou davantage? ou moins?

6. 02. — Le rémanent d'une génératrice shunt donne 5 V, la résistance de l'induit est de 1 Ω. Quel est, en principe, le courant de court-circuit?

6. 03. — Une génératrice shunt fournit 28 A à un circuit extérieur et 2 A à son inducteur. Quel est le courant dans l'induit?

6. 04. — Quelle est la puissance électrique totale de la génératrice précédente si U= 100 V et R= 0,5 Ω?

II. AVEC SOLUTION.

6. 05. — Une génératrice shunt fournit à un circuit extérieur un courant de 36 A sous une différence de potentiel de 225 V. La résistance du circuit inducteur est 150 Ω et celle de l'induit 0,4 Ω. Les pertes constantes sont de 1 000 W. Calculer :

1° La f.é.m.

2° Les pertes joules dans les inducteurs.

3° Les pertes joules dans l'induit.

4° La puissance utile.

5° La puissance absorbée.

6° Le rendement.

— Solution —

1° Courant d'excitation $i = \frac{u}{r} = \frac{225}{150} = 1{,}5$ A.

f.é.m. $E = U + R\,(I + i) = 225 + 0{,}4\,(36 + 1{,}5) = 240$ V

2° $Ui = 225.1{,}5 = 337{,}5$ W.

3° $R\,(I + i)^2 = 0{,}4.37{,}5.37{,}5 = 562{,}5$ W.

4° $P_u = UI = 225.36 = 8100$ W.

5° $P_a = 8100 + 337{,}5 + 562{,}5 + 1\,000 = 10\,000$ W.

6° $\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{8\,100}{10\,000} = 0{,}81.$

III. A RÉSOUDRE.

6. 06. — Une génératrice shunt dont la résistance d'induit est R= 0,5 Ω et la résistance d'inducteur r= 125 Ω fournit dans un circuit extérieur un courant de 20 A sous 250 V.

1° Calculer la force électromotrice de la machine.

2° Calculer le rendement de la machine si les pertes constantes sont de 508 watts.

***6. 07. — Une dynamo-shunt, possède à 1 200 tr/mn les caractéristiques suivantes,**

à vide :

I(A)	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6
E(V)	147	273	375	425	460	490	515	530

en charge :

I(A)	0	20	30	40	50	70	80	100
U(V)	500	490	483	476	466	443	429	396

les résistances de l'indicateur et de l'induit sont respectivement 380Ω et 0,3Ω.

1° Tracer la caractéristique à vide.

2° Tracer la caractéristique en charge.

3° Calculer le rendement correspondant à un débit de 80 A. Les pertes constantes sont de 1,5 kW.

4° Quelle serait la f.é.m. à vide sans rhéostat d'excitation :

a) A 1 200 tr/mn?

b) A 1 320 tr/mn?

5° A la vitesse de 1 200 tr/mn, quelle valeur faut-il donner à la résistance du rhéostat d'excitation :

a) Pour avoir une f.é.m. de 475 V?

b) Pour provoquer le désamorçage?

7

AUTRES GÉNÉRATRICES

27. *Génératrice série.*

1° **Constitution.** — La seule différence avec les machines précédentes concerne l'enroulement inducteur, mis en série avec l'induit il sera traversé par le courant **I** fourni au circuit extérieur.

En conséquence il comporte peu de spires en gros fil, **sa résistance R′ est faible.**

Comparons un enroulement shunt et un enroulement série convenant à la même machine :

Shunt : 2 000 spires — 1 A, soit 2 000 A.T. — $r = 100\Omega$.
Série : 40 spires — 50 A, soit 2 000 A.T. — $R' = 0{,}04\Omega$.

2° **Montage** (fig. 79). — Induit et inducteur étant en série, la somme des chutes de tension qu'ils produisent se retranche de la f.é.m. pour donner **U** :

$$U = E - (R + R')I$$

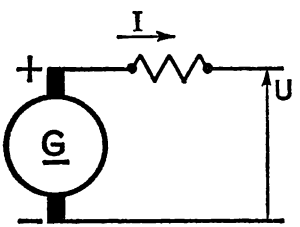


Fig. 79. — *Génératrice série.*

L'inducteur n'est alimenté que si la machine débite dans un circuit extérieur. **La dynamo-série ne peut donc s'amorcer qu'en charge;** à vide sa f.é.m. est réduite à quelques volts dus au rémanent.

3° **Caractéristique à vide.** — Elle se trace toujours à excitation indépendante avec une source auxiliaire pouvant fournir le courant I. Son allure nous est maintenant connue (fig. 56).

4° **Caractéristique en charge** (fig. 80). — *a*) C'est toujours la courbe $U = f(I)$, elle se trace à vitesse constante.

La génératrice

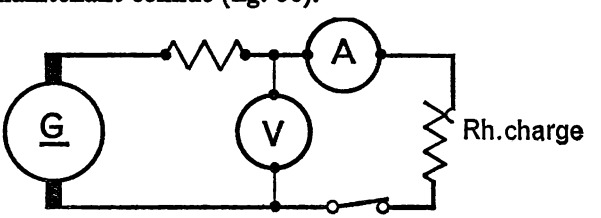


Fig. 80. — *Montage en charge.*

utilisée peut débiter une vingtaine d'ampères sous une centaine de volts à la vitesse de 1 500 tr/mn.

La caractéristique doit être tracée à courant décroissant : on fait croître la résistance du rhéostat de charge en partant d'une valeur de 4 ohms environ.

b) *Tableau des mesures.*

I (A)	20	18	17	16	15	14	13	11	9	7	0
U (V)	88	96	99	100	101	101	99	94	84	68	4

Entre 7 et 0 ampères le fonctionnement de la machine est instable et les points difficiles à obtenir. On aura 0 ampère en ouvrant l'interrupteur (fig. 80).

c) *Courbe* (fig. 81). — Elle diffère totalement des caractéristiques en charge des autres génératrices. Quand le courant croît la tension commence

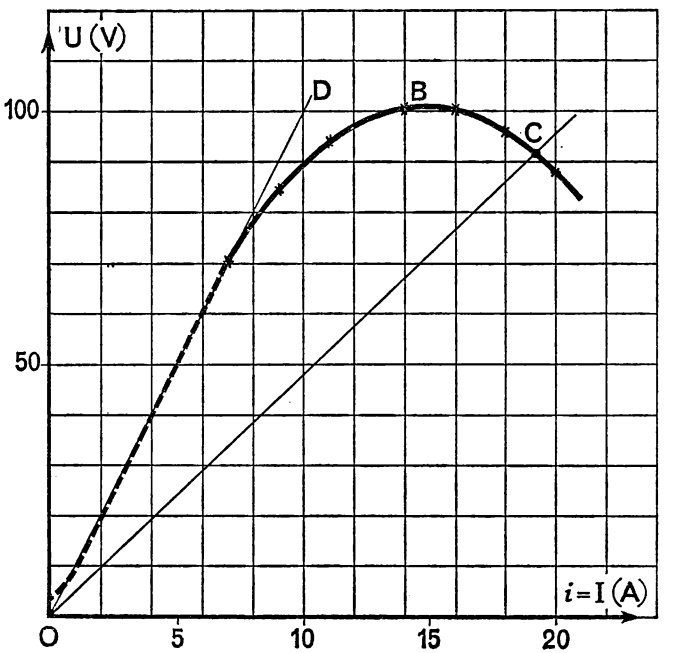


Fig. 81. — *Caractéristique en charge.*

par augmenter jusqu'en B : le circuit magnétique n'étant pas saturé l'augmentation d'excitation produit une augmentation de f.é.m. supérieure à la chute de tension (chute ohmique + réaction d'induit); après B la chute de tension l'emporte parce que le circuit magnétique se sature.

d) *Résistance R_e du circuit extérieur.* — Avec une charge purement résistante, c'est le quotient $R_e = \frac{U}{I}$ des coordonnées d'un point tel que C (fig. 81), c'est aussi, compte tenu des échelles, la pente de la droite OC, **C est le point de fonctionnement en charge.** Quand la résistance extérieure augmente la droite bascule vers la gauche, si elle vient en OD, le point de fonctionnement est mal défini, il y a **instabilité.** La résistance R_e correspondante est dite de désamorçage, dans le cas étudié (fig. 81) c'est environ $\frac{100\ V}{10\ A} = 10\Omega$.

Si la résistance de charge est supérieure à cette valeur, la machine ne s'amorce pas.

La génératrice série n'est pratiquement plus utilisée.

5° Bilan énergétique.

a) Puissance utile : $P_u = UI$.

b) Puissance absorbée (mécanique) : P_a

c) Pertes joules :

induit : RI^2 inducteurs : $R'I^2$.

d) Pertes constantes : p.

e) Bilan.

$$P_a = UI + RI^2 + R'I^2 + p = UI + (R + R')\ I^2 + p$$
$$= I\ [U + (R + R')\ I] + p$$

or la quantité entre crochets est la f.é.m. :

$$E = U + (R + R')\ I$$

donc :

$$P_a = EI + p = P_{et} + p$$

f) Rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{UI}{P_{et} + p}$$

on retrouve la formule (7).

28. *Génératrice à excitation composée (compound).*

1° **Constitution.** — C'est une génératrice de type shunt dont les inducteurs comportent en plus quelques spires en série avec l'induit donc, alimentées par le courant I débité. Les ampères-tours série s'ajoutent aux ampères-tours shunt (fig. 82).

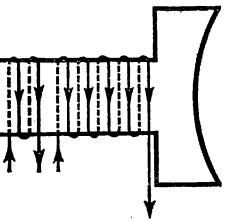


Fig. 82. — *Addition des ampères-tours shunt et série.*

2° **But.** — Nous avons vu que pour pallier la chute de tension d'une dynamo-shunt il fallait, au fur et à mesure que le débit croît, augmenter le courant d'excitation *i* c'est-à-dire le nombre d'ampères-tours. L'enroulement série de la génératrice compound étant alimenté par le courant I la production d'ampères-tours supplémentaires se fera automatiquement sans intervention extérieure. Si l'enroulement est bien calculé la tension sera sensiblement constante. La tension est **auto-régulée** par les A.T. série.

3° **Montages.** — Il y a deux montages possibles : courte dérivation (fig. 83) et longue dérivation (fig. 84).

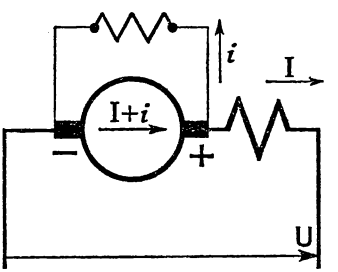


Fig. 83. — *Montage « Courte dérivation ».*

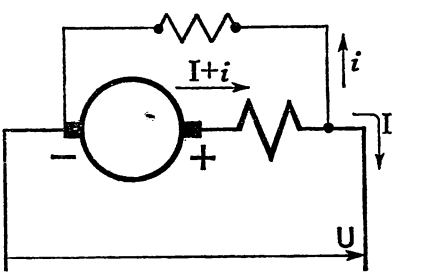


Fig. 84. — *Montage « longue dérivation ».*

D'un montage à l'autre les différences théoriques sont faibles et les différences pratiques négligeables. La génératrice a les mêmes propriétés dans les deux cas.

4° **Amorçage.** — La machine s'amorce comme une dynamo-shunt.

5° **Caractéristique en charge.** — Le montage est donné figure 85. On augmente la charge I de zéro jusqu'au courant nominal (25 A), le

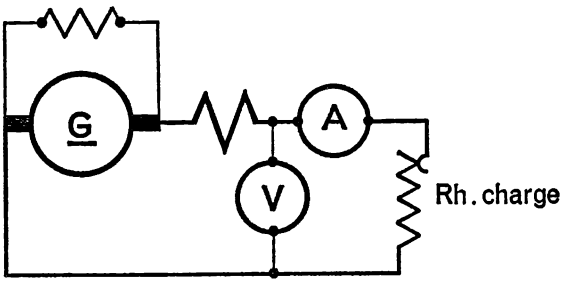


Fig. 85. — *Montage en charge.*

rhéostat d'excitation (shunt) ayant été **réglé à vide pour que la tension ait sa valeur nominale.**

I (A)	0	5	10	15	20	25
U (V)	110	111	112	118	111	110

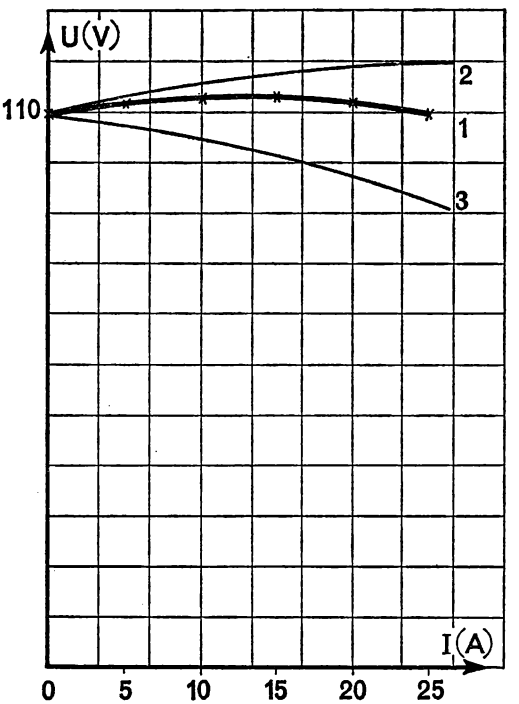


Fig. 86. — *Caractéristiques en charge d'une génératrice compound.*

La courbe (fig. 86-1) est presque une droite parallèle à l'axe des courants. On note à mi-charge une petite remontée de tension de l'ordre de 3 %.

Remarques. — I. Si au lieu d'être sensiblement constante la tension décroissait fortement c'est que l'enroulement série serait branché à l'envers, il suffirait de croiser ses connexions sur la plaque à bornes.

Notons que celle-ci porte 6 bornes (2 pour l'induit et 2 pour chaque enroulement inducteur).

II. A la construction si l'on met trop de spires série la machine est **hyper-compoundée** (fig. 86, courbe 2) si on en met trop peu elle est **hypo-compoundée** (courbe 3).

5° **Bilan énergétique.** — (Se reporter aux fig. 84 et 88).

a) Puissance utile : $P_u = UI$.

b) Puissance absorbée (mécanique) : P_a.

c) Pertes joules induit : $RI'^2 = R(I + i)^2$

d) Pertes constantes : p.

e) Pertes joules inducteur shunt : ri^2.

Pour l'inducteur série il faut séparer les deux cas :

Courte dérivation : $R'I^2$.

Longue dérivation : $R'I'^2 = R'(I + i)^2$.

Les deux cas conduisent à la même formule finale :

$$P_a = P_{et} + p \qquad \text{avec} \qquad P_{et} = E(I + i)$$

f) Rendement :

$$\eta = \frac{UI}{P_{et} + p}$$

29. *Génératrice multipolaire.*

1° **But.** — Dès que la puissance dépasse quelques kilowatts il est nécessaire, pour avoir une machine rationnelle, que l'inducteur ait plus de deux pôles. Les pôles alternativement N et S, sont toujours en **nombre pair** que l'on note $2p$; p est donc le nombre de paires de pôles.

La plupart des propriétés de la machine bipolaire s'appliquent à la multipolaire : modes d'excitation, caractéristiques, formules.

Nous allons étudier leurs différences.

2° **Description.** — La machine dessinée (fig. 87) est tétrapolaire. On remarquera que les lignes de force ne traversant plus le centre de l'induit, celui-ci peut être évidé; un croisillon supporte les tôles en forme de couronne.

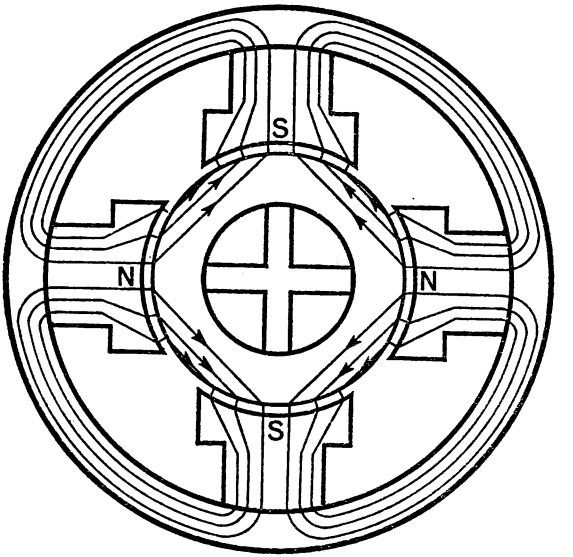


Fig. 87. — *Génératrice tétrapolaire.*

3° **Enroulements.** — Alors que dans la machine bipolaire il y a toujours deux voies en parallèle, dans la multipolaire le nombre de voies (toujours pair) varie, selon le type d'enroulement entre 2 et $2p$,

Appelons $2a$ ce nombre de voies :

$$2 \leqslant 2a \leqslant 2p$$

Si l'enroulement est **imbriqué** (ou encore parallèle) on a toujours :

$$2a = 2p$$

Si l'enroulement est **ondulé**, il est dit **série** si $2a = 2$ et **série-parallèle** si $2a > 2$.

Exemple : dans une machine à 6 pôles, le nombre de voies d'enroulement peut être : 2 — 4 — 6.

4° **Force électromotrice.** — Soient, Φ le flux sous un pôle, **N** le nombre total de conducteurs, n la vitesse de rotation (tr/s), $2p$ le nombre de pôles et $2a$ le nombre de voies.

a) Au cours d'une rotation complète un conducteur coupe $2p$ fois le flux Φ au lieu de 2 fois dans la machine bipolaire, sa f.é.m. moyenne est donc p fois plus grande :

$$e = 2pn\Phi$$

b) *Deux voies d'enroulement.* — Chaque voie comporte $\frac{N}{2}$ conducteurs, la f.é.m. est donc :

$$E = \frac{N}{2} \cdot 2pn\Phi = pNn\Phi$$

Si I' est le courant que fournit un conducteur, la machine peut débiter

$$I = 2I'$$

c) *Quatre voies d'enroulement* (fig. 88). — Il y a $\frac{N}{4}$ conducteurs par voie et on a :

$$E = \frac{N}{4} \cdot 2pn\Phi = \frac{p}{2} Nn\Phi$$

Le courant total est : $I = 4I'$.

d) $2a$ voies : $\frac{N}{2a}$ conducteurs par voie.

$$E = \frac{N}{2a} \cdot 2pn\Phi = \frac{p}{a} Nn\Phi$$

et $I = 2aI'$

nous retiendrons cette formule générale.

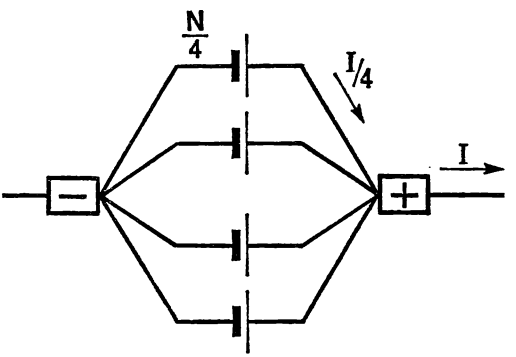


Fig. 88. — *Schéma équivalent pour quatre voies d'enroulement.*

(8) $$\boxed{E = \frac{p}{a} Nn\Phi}$$

5° **Puissance électrique totale.** — Pour une machine donnée elle ne dépend pas du nombre de voies d'enroulement, vérifions-le : soit I' le courant admissible dans un conducteur.

2 voies : $P_{el} = EI = pNn\Phi \cdot 2I' = 2pNn\Phi I'$.

$2a$ voies : $P_{el} = \frac{p}{a} Nn\Phi \cdot 2aI' = 2pNn\Phi I'$.

Une machine hexapolaire fournira par exemple :

— avec 2 voies : 720 V et 40 A;
— avec 4 voies : 360 V et 80 A;
— avec 6 voies : 240 V et 120 A;
— soit toujours 28 800 W.

30. *Conclusions.*

1° Utilisation des génératrices à courant continu.

a) *Série.* — Quelquefois utilisée en survolteur-dévolteur en série avec une autre génératrice.

b) *Shunt.* — Charge d'accumulateurs. Réseau à tension constante (à condition de corriger l'excitation). Excitation des alternateurs et des moteurs synchrones.

c) *Compound.* — Réseaux à tension constante.

d) *Excitation indépendante.* — Groupe Ward-Léonard. Excitation des alternateurs et des moteurs synchrones.

* **2° La génératrice à excitation indépendante est un amplificateur de puissance à courant continu.** — Si l'on fournit à l'inducteur une puissance, dite d'entrée $P_e = 100$ W, l'induit donne une puissance de sortie P_s de quelques kilowatts, 5 par exemple.

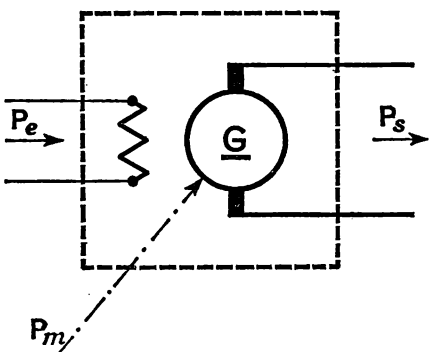


Fig. 89. — *La génératrice est un amplificateur.*

Le gain G est de l'ordre de 50 :

$$G = \frac{P_s}{P_e} = \frac{5\,000}{100} = 50$$

La différence de puissance et les pertes sont fournies par le moteur d'entraînement.

* **3° Autres types de génératrice.** — a) *Dynamo tachymétrique.* — Son inducteur est un aimant permanent, peu puissante elle ne fonctionne qu'à vide. Le flux étant constant, f.é.m. et vitesse sont rigoureusement proportionnelles et le voltmètre qui mesure la f.é.m. est gradué en tr/mn; la dynamo tachymétrique sert à la mesure des vitesses.

b) Il existe beaucoup de dynamos, en général de faible puissance, dans lesquels on réalise différentes combinaisons d'enroulements inducteurs pour obtenir des propriétés nouvelles, nous citons : amplydine, métadyne, rototrol, dynamo à trois balais.

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

7. 01. — Une génératrice série peut-elle s'amorcer si on inverse : son sens de rotation? les connexions entre induit et inducteur?

7. 02. — On inverse le sens de rotation d'une génératrice compound, la machine peut-elle s'amorcer?

7. 03. — Une génératrice tétrapolaire est à 4 voies d'enroulement, elle peut fournir 160 A sous une tension de 135 V. Que fournirait-elle avec 2 voies seulement?

7. 04. — La résistance d'un conducteur d'une machine à 4 voies d'enroulement est 1 mΩ. Il y a 800 conducteurs. Quelle est la résistance de l'induit?

II. AVEC SOLUTION.

7. 05. — Une génératrice compound courte dérivation (fig. 83) fournit à un circuit de charge un courant de 80 A sous une tension de 220 V. Les résistances des enroulements sont : induit $R = 0{,}1\ \Omega$; inducteur série $R' = 0{,}05\ \Omega$; inducteur shunt $r = 112\ \Omega$. Calculer :

1° Les courants qui traversent chaque partie de la machine.

2° La f.é.m.

3° La puissance utile, les différentes pertes joules et la puissance électrique totale.

— SOLUTION —

1° *a*) Inducteur série :

Courant $I = 80$ A, chute de tension $u' = R'I = 0{,}05 . 80 = 4$ V.

La tension entre les bornes de l'induit est :

$$U' = U + u' = 220 + 4 = 224 \text{ V}$$

b) Inducteur shunt : $i = \frac{U'}{r} = \frac{224}{112} = 2$ A.

c) Induit : $I' = I + i = 80 + 2 = 82$ A.

2° F.é.m. : $E = U' + RI' = 224 + 0{,}1.82 = 232{,}2$ V.

3° Puissance utile

$$P_u = UI = 220.80 = 17\,600 \text{ W}$$

Pertes joules induit : $R\ (I + i)^2 = 0{,}1.82.82 = 672{,}4$ W.
Pertes joules inducteur série : $R'I^2 = 0{,}05.80.80 = 320$ W.
Pertes joules inducteur shunt : $ri^2 = U'i = 224.2 = 448$ W.
Puissance électrique totale :

$$P_{et} = 17\,600 + 672{,}4 + 320 + 448 = 19\,040{,}4 \text{ W} \simeq 19\,040 \text{ W}$$

Vérification : $P_{et} = EI' = 232{,}2.82 = 19\,040{,}4$.

7. 06. — Les 680 conducteurs d'une génératrice à 8 pôles peuvent être traversés chacun par un courant de 35 A. Le flux sous un pôle est de 0,07Wb et la vitesse de rotation 720 tr/mn. Il y a 4 voies d'enroulement. Calculer :

1° La f.é.m.

2° Le courant que peut débiter la machine.

— SOLUTION —

1° F.é.m. : $E = \frac{p}{a} N n \Phi = \frac{4}{2}.680.\frac{720}{60}.0{,}07 = 1\,142$ V.

2° Courant : $I = 2aI' = 4.35 = 140$ A.

II. A RÉSOUDRE.

7. 07. — Calculer E et I du problème 7. 06 pour :

***a*) 2 voies; *b*) 8 voies.**

7. 08. — Refaire le problème 7. 05 avec les données suivantes :

$U = 455$ V $\quad I = 100$ A $\quad R = 0{,}08\ \Omega \quad R' = 0{,}05\ \Omega \quad r = 92\ \Omega$

***7. 09. — Une génératrice compound, longue dérivation (fig. 84) fournit à un circuit de charge un courant de 28,5 A sous une tension de 120 V. Les résistances des enroulements sont : induit $R = 0{,}6\ \Omega$, inducteur série $R' = 0{,}4\ \Omega$, inducteur shunt $r = 80\ \Omega$. Calculer :**

1° Les courants qui traversent chaque partie de la machine.

2° La f.é.m.

3° La puissance utile, les différentes pertes joules, la puissance électrique totale.

***7. 10. — Une génératrice hexapolaire porte 696 conducteurs, de 8 mm^2 de section. La densité de courant que l'on peut admettre dans un conducteur est 3 A/mm^2. La vitesse de rotation est de 960 tr/mn. Le flux sous un pôle est de 35 mWb. Calculer :**

1° La f.é.m.

2° Le courant maximal que peut fournir la machine.

3° La puissance électrique totale.

On effectuera les calculs : *a*) pour un enroulement imbriqué; *b*) pour un enroulement ondulé série.

8

MOTEUR BIPOLAIRE A COURANT CONTINU

GÉNÉRALITÉS

31. *Fonctionnement en moteur d'une génératrice.*

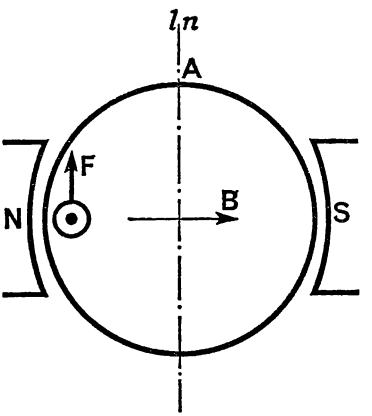


Fig. 90. — *Force s'exerçant sur un conducteur.*

1° Principe. — Un conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique (fig. 90) est soumis à une force électromagnétique dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main droite (1re T.I., F1, § 182). Un « appel à tourner » est donc créé et la rotation est possible. Quand le conducteur arrive en A, il faut changer le sens de la force en inversant le courant si l'on veut que la rotation se poursuive.

2° Rôle du collecteur. — Grâce au collecteur, bien que la tension appliquée soit continue, le courant dans une spire s'inversera sous la ligne neutre et la rotation pourra être permanente.

Dans la position 1 (fig. 91) la lame II, placée sous le balai ⊕ est positive et le courant parcourt la spire dans le sens ACED. Dans la position 2, la lame II est sous le balai ⊖ et le courant est inversé. Les forces électromagnétiques s'inversent en même temps que le courant.

3° Réversibilité de la génératrice. — Alimentons l'induit d'une génératrice à excitation indépendante sous une tension continue égale à celle qu'il fournissait et conservons son sens au courant inducteur, donc au flux :

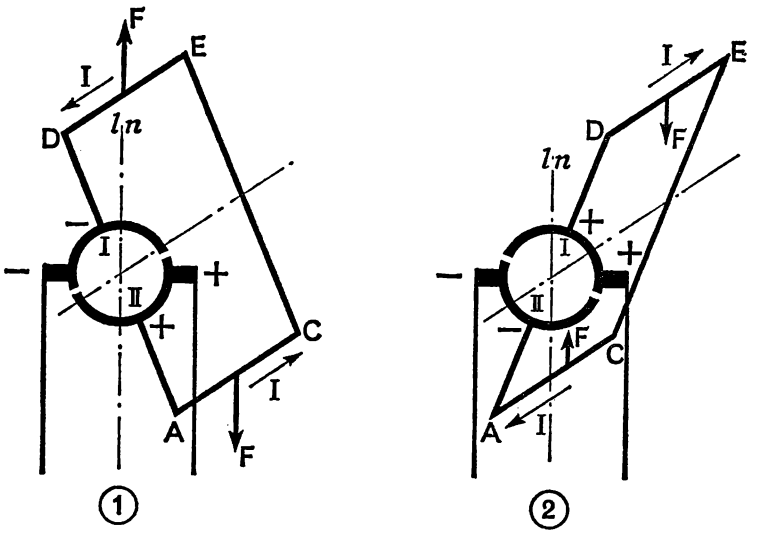


Fig. 91. — *Rôle du collecteur ($\vec{B}$ de la gauche vers la droite).*

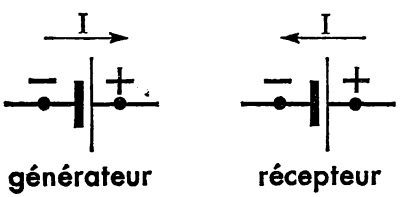


Fig. 92. — *Pour une même polarité, les courants sont de sens contraires.*

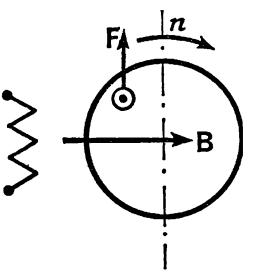


Fig. 93. — *Le sens de la rotation est celui de la génératrice.*

a) *Si l'on conserve la même polarité :* **le courant a changé de sens** puisque la machine fonctionne maintenant en récepteur (fig. 92). Nous constatons que le sens de rotation est le même qu'en génératrice. La règle des trois doigts appliquée aux conducteurs nous le confirme (fig. 93);

b) **Si l'on veut que le courant ait le même sens que dans le fonctionnement en génératrice il** faut inverser la polarité, le sens de rotation est alors inversé lui aussi (fig. 94).

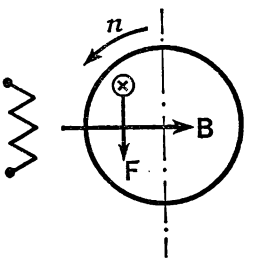


Fig. 94. — *Le sens de la rotation est inversé.*

REMARQUE. — On inverserait aussi le sens de rotation en inversant le flux et en maintenant la polarité.

L'ensemble des résultats se retient facilement par une règle analogue à celle du signe d'un produit de deux nombres algébriques :

MÊME POLARITÉ		MÊME FLUX		MÊME SENS DE ROTATION
oui	×	oui	=	oui
oui	×	non	=	non
non	×	oui	=	non
non	×	non	=	oui

32. *Force contre-électromotrice.*

1° Existence. — Plaçons un voltmètre entre les bornes de l'induit d'un moteur en rotation (fig. 95), on lit la tension du réseau d'alimentation 120 V. Ouvrons l'interrupteur K sans couper l'excitation, l'induit n'est plus alimenté, pourtant le voltmètre indique encore une tension de même sens : 118 V juste après l'ouverture puis de moins en moins au fur et à mesure que le moteur ralentit, enfin 0 à l'arrêt. Tant que le moteur tourne il y a donc une force électromotrice entre ses bornes, ne nous en étonnons pas puisque les conducteurs coupent du flux exactement dans les mêmes conditions que s'il s'agissait d'une génératrice.

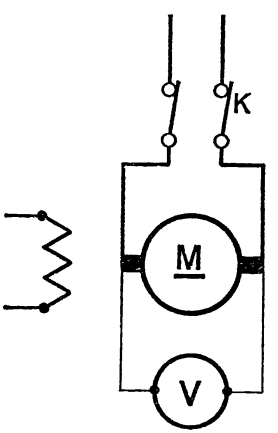


Fig. 95. — *Quand on ouvre K, le voltmètre indique E'*

Quand l'induit est alimenté cette f.é.m. existe toujours mais ne peut plus être mesurée; parce qu'elle est opposée à la tension du réseau, on l'appelle **force contre-électromotrice** (f.c.é.m.). Cette f.c.é.m. est à peine inférieure à la tension appliquée.

2° **Expression.** — La f.c.é.m. d'un moteur ayant la même origine que la f.é.m. d'une génératrice, elle s'exprime par la même formule : **pour une machine bipolaire** (1).

$$\textbf{(9)} \qquad \boxed{E' = Nn\Phi}$$

n tr/s
Φ en webers
E' en volts

3° **Loi d'Ohm.** — La loi d'Ohm des récepteurs à f.c.é.m. s'applique aux moteurs :

$$\textbf{(10)} \qquad \boxed{U = E' + RI}$$

R en ohms
I en ampères
U et E′ en volts

Les quatre grandeurs de la formule ne concernent que l'induit.

33. *Vitesse.*

1° **Expression.** — De la formule 9 nous tirons la vitesse $n = \frac{E'}{N\Phi}$ soit en remplaçant E′ par U — RI :

$$\textbf{(11)} \qquad \boxed{n = \frac{U - RI}{N\Phi}}$$

U en volts
R en ohms
I en ampères
Φ en webers
n en tr/s

2° **Réglage à vide.** — *a*) Dans une machine R et N sont fixés à la construction, donc invariables; supposons en outre que le moteur soit alimenté par un réseau à tension constante, dès lors, seuls I et Φ peuvent influer sur la vitesse.

b) Le courant I_v consommé à vide est très faible puisque la consommation du moteur ne correspond qu'à ses différentes pertes; on aura $RI_v \ll U$ et $E' \simeq U$. **Le flux reste la seule variable de la formule 11. La vitesse lui est inversement proportionnelle.** On pourra donc régler la vitesse en faisant varier le courant d'excitation à l'aide d'un rhéostat.

(1) **Les formules relatives à un moteur multipolaire sont groupées au § 35, 2°.**

c) *Expérience.* — L'induit d'un moteur à excitation indépendante étant alimenté sous tension constante, faisons varier le courant d'excitation :

i (A)	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3
n (tr/mn)	1 270	1 320	1 390	1 500	1 680	2 000

Pour 0,3 A, le moteur dont la vitesse nominale est 1 500 tr/mn, ronfle d'une manière inquiétante. Coupons pendant 2 secondes le courant d'excitation : la vitesse croît dangereusement; **le moteur s'emballe.** L'explication en est simple, si $i = 0$, le flux est réduit au rémanent c'est-à-dire à $\frac{1}{25}$ environ du flux normal, la vitesse est théoriquement multipliée par 25!!. En fait, en 2 secondes l'induit n'a pas eu le temps d'atteindre cette vitesse sans quoi sous l'effet de l'inertie centrifuge les conducteurs seraient sortis des encoches et le moteur aurait été détérioré.

Attention, il ne faut jamais couper l'excitation d'un moteur si l'induit reste sous tension.

34. *Puissance et couple moteur.*

1° **Puissance électrique utile.** — Nous effectuons le calcul pour un moteur bipolaire. Chaque conducteur est traversé par un courant I' égal à la moitié du courant I absorbé par l'induit : $I' = \frac{I}{2}$. Quand il effectue un **tour complet** ce conducteur coupe 2 fois le flux sous un pôle : $\Delta\Phi = 2\Phi$. Le travail accompli est donc (1re T.I., F1, § 198) :

$$W = I'\Delta\Phi = \frac{I}{2}.2\Phi = I\Phi$$

Le travail accompli par l'ensemble des N conducteurs est :

$$W = NI\Phi$$

Ce travail est effectué en un temps $t = \frac{1}{n}$ (s) puisque la vitesse de rotation est n tr/s, la puissance correspondante est donc :

$$P_{es} = \frac{W}{t} = \frac{NI\Phi}{\frac{1}{n}} = nNI\Phi$$

Cette puissance développée par l'induit est la **puissance électrique utile** P_{eu}, c'est elle qui est transformée en puissance mécanique par le moteur.

Avec $nN\Phi = E'$ on a aussi, $P_{eu} = E'I$.

(12) $$\boxed{P_{eu} = nNI\Phi = E'I}$$

n en tr/s
I en ampères
Φ en webers
E′ en volts
P en watts

2° **Moment du couple moteur** (bipolaire). — Rappelons la formule de mécanique $P = M\omega$, le couple moteur est donc $M = \frac{P}{\omega}$, avec $P = P_{eu}$; ce couple est le **couple électromagnétique ou couple total.** Le couple utile tiendra compte des pertes mécaniques et sera légèrement plus faible. On a donc,

couple total : $$M = \frac{P_{eu}}{\omega} = \frac{E'I}{\omega} = \frac{nNI\Phi}{\omega}$$

n et ω étant liés par la relation $\omega = 2\pi n$.

$$M = \frac{nNI\Phi}{2\pi n} = \frac{NI\Phi}{2\pi}$$

(13) $$\boxed{M = \frac{N}{2\pi} I\Phi}$$

I en ampères
Φ en webers
M en m.N

ce couple est exprimé en **mètres-newtons** (m.N).

Signalons que le mètre-kilogramme-poids (interdit par le décret du 3-5-61) vaut environ 10 m.N.

La formule 13 montre que le couple ne dépend que de I et de Φ $\left(\frac{N}{2\pi} \text{ est constant}\right)$, **il semble qu'il soit indépendant de la vitesse mais il n'en est rien, car I (et même Φ) étant fonction de la vitesse, M en est fonction aussi.**

3° **Couple résistant des génératrices.** — Lorsqu'une génératrice débite, ses conducteurs sont traversés par un courant donc soumis à une force électromagnétique. Cette force crée un couple qui, s'il était seul, ferait tourner l'induit en sens inverse de celui qu'on lui impose (fig. 96).

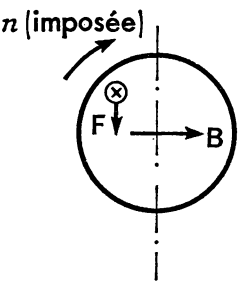


Fig. 96. — *Dans une génératrice, les forces électromagnétiques s'opposent à la rotation.*

Nous l'avons d'ailleurs constaté au début de ce chapitre puisque (§ 30, 3°*b*) pour un même sens de courant le moteur tourne en sens inverse.

Dans des conditions identiques, le couple résistant d'une génératrice aura même valeur que le couple d'un moteur puisque les conducteurs seront traversés par un même courant et placés dans un même flux :

$$M_r = \frac{N}{2\pi} I\Phi$$

C'est pour vaincre ce couple résistant que le moteur d'entraînement doit fournir de la puissance.

REMARQUE. — Les deux phénomènes, induction électromagnétique (f.é.m.) et forces électromagnétiques, **coexistent toujours** quel que soit l'usage de la machine, nous l'avions déjà signalé (voir 1re T.I., F1, § 217).

* 35. *Réaction transversale d'induit et commutation.*

1° **Réaction d'induit.** — Les conducteurs de l'induit, traversés par un courant, créent des ampères-tours magnétisants. Comme dans la génératrice, ces A.T. se combinent à ceux de l'inducteur et produisent une distorsion des lignes de force.

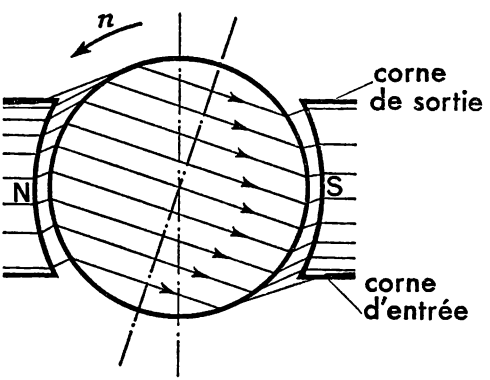


Fig. 97. — *Distorsion dans un moteur.*

Considérons un moteur ayant même flux qu'en génératrice et une polarité inversée : le sens de courant est le même, **le sens de rotation inversé** (fig. 97).

Les A.T. induits et inducteurs inchangés produisent la même distorsion qu'à la figure 68 donc de sens opposé à la rotation. L'enroulement compensateur traversé lui aussi par un courant de même sens (qu'en G) continuera à produire des A.T. corrects. La compensation est donc assurée en moteur et en génératrice par un même enroulement pouvant être relié une fois pour toute à l'induit.

La réaction d'induit si elle n'est pas compensée a toujours le même effet quantitatif : **diminution du flux résultant donc de la f.c.é.m.**

2° **Commutation.** — Le phénomène se manifeste aussi en moteur. Une génératrice tournant dans un sens donné, pour faciliter la commutation nous avions soit décalé ses balais dans le sens de la rotation, soit placé des pôles auxiliaires.

Si la machine fonctionne en moteur avec un **même sens de courant** elle tourne en sens inverse, la f.é.m. de commutation est **inversée** et les « remèdes » doivent l'être aussi, or :

— d'une part les balais se trouvent maintenant décalés « en arrière » (fig. 98);

— d'autre part un pôle de commutation « suit » un pôle principal de même nom (fig. 99).

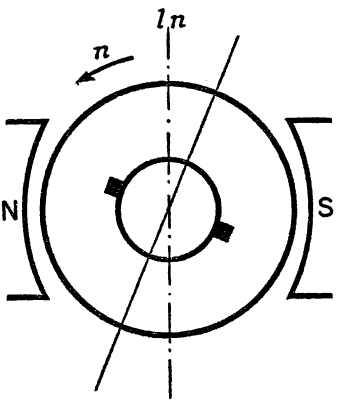


Fig. 98. — *Les balais sont décalés « en arrière »*

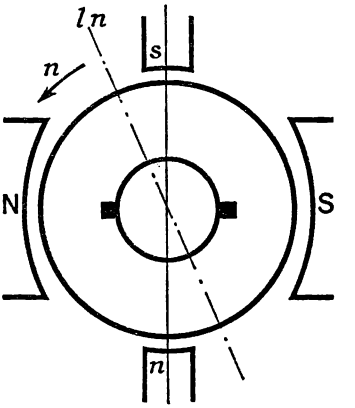


Fig. 99. — *Un pôle de commutation suit un pôle principal de même nom.*

Le décalage des balais, ou le bobinage des pôles auxiliaires, peut donc être réalisé à la construction sans se préoccuper de l'usage de la machine ni, rappelons-le, de son sens de rotation.

36. *Formules.*

1° **Moteur bipolaire (récapitulation).**

$$(9)\quad E' = Nn\Phi \qquad (10)\quad U = E' + RI \qquad (11)\quad n = \frac{U - RI}{N\Phi}$$

$$(12)\quad P_{en} = nNI\Phi = E'I \qquad (13)\quad M = \frac{N}{2\pi} I\Phi$$

Les formules 9, 12 et 13 seront applicables **quel que soit le mode d'excitation,** dans les formules 10 et 11 la résistance R devra éventuellement tenir compte d'un inducteur série.

*** 2° Moteur multipolaire.**

a) *f.c.é.m.* — Par analogie avec une génératrice, on peut écrire :

$$E' = \frac{p}{a} N n \Phi$$

b) *Loi d'Ohm.* — Elle est évidemment inchangée :

$$U = E' + RI$$

c) *Vitesse :* $n = \frac{aE'}{pN\Phi} = \frac{a}{p} \cdot \frac{U - RI}{N\Phi}$

d) *Puissance électrique utile.*

$$P_{eu} = E'I = \frac{p}{a} N n \Phi I$$

e) *Couple moteur.*

$$M = \frac{P_{eu}}{\omega} = \frac{\frac{p}{a} N n \Phi I}{2\pi n} = \frac{p}{a} \frac{N}{2\pi} I \Phi$$

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

8. 01. — Calculer la f.c.é.m. on donne :

$N = 600$, $n = 1\,800$ tr/mn, $\Phi = 0{,}01$ Wb, 2 pôles

8. 02. — Calculer le couple d'un moteur bipolaire :

$I = 50$ A, $\Phi = 0{,}02$ Wb, $N = 400$

***8. 03. — Que deviennent la f.c.é.m., la P_{eu} et le couple d'un moteur multipolaire quand on double le nombre de voies d'enroulement?**

8. 04. — La vitesse d'un moteur est-elle doublée si l'on divise par deux le courant d'excitation?

II. AVEC SOLUTION.

8. 05. — Un moteur bipolaire absorbe un courant de 40 A sous une tension de 240 V, l'induit comporte 720 conducteurs, sa résistance est R= 0,6 Ω et il tourne à 1 200 tr/mn calculer :

1° La f.c.é.m.

2° Le flux sous un pôle.

3° La puissance électrique utile.

4° Le couple moteur.

— SOLUTION —

1° $E' = U - RI = 240 - 0{,}6.40 = 216$ V.

2° $\Phi = \frac{E'}{Nn}$ avec $n = \frac{1\,200}{60} = 20$ tr/s

$\Phi = \frac{216}{720.20} = 0{,}015$ Wb

3° $P_{eu} = E'I = 216.40 = 8\,640$ W

4° $M = \frac{N}{2\pi} I\Phi = \frac{720}{2\pi}.40.0{,}015 = 69$ m.N

III. A RÉSOUDRE.

8. 06. — Un moteur bipolaire absorbe 30 A sous une tension de 230 V. Sa vitesse de rotation est de 750 tr/mn et sa résistance d'induit 0,3 Ω. Calculer :

1° La f.c.é.m. et la puissance électrique utile.

2° Le couple moteur.

3° Le nombre de conducteurs, sachant que le flux sous un pôle est Φ= 0,022Wb.

***8. 07.** — Le flux sous un pôle d'un moteur tétrapolaire à 4 voies d'enroulement est Φ= 0,025Wb. L'induit porte 480 conducteurs, a une résistance de 0,1 Ω et absorbe un courant I= 120 A sous une tension de 220 V. Calculer :

1° La f.c.é.m. 2° La vitesse de rotation. 3° Le couple moteur. 4° La puissance électrique utile.

***8. 08.** — Un moteur a 12 pôles et 4 voies d'enroulement. On donne :

N= 576 conducteurs, n= 660 tr/mn, Φ= 0,03Wb

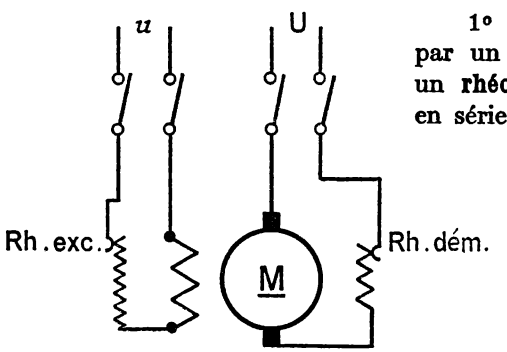
L'induit absorbe 90 A sous une tension de 600 V, calculer :

1° La f. c.é.m. 2° La résistance de l'induit. 3° Le couple moteur. 4° La puissance électrique utile.

9

MOTEUR BIPOLAIRE A EXCITATION INDÉPENDANTE FONCTIONNEMENT SOUS TENSION CONSTANTE

37. *Montage.*



1° **Induit.** — Il est alimenté par un réseau à tension constante, un **rhéostat de démarrage** est placé en série avec lui (fig. 100).

Fig. 100. — *Montage d'un moteur à excitation indépendante.*

2° **Inducteur.** — Si la tension convient, il est alimenté par le même réseau que l'induit, sinon il faut une autre source. Un rhéostat d'excitation est placé en série, il permettra de modifier le courant d'excitation, et par suite, le flux et la vitesse.

3° **Charge.** — Le moteur entraîne une génératrice qui débite dans un rhéostat. Lorsque le courant fourni par la génératrice augmente, celle-ci demande davantage de puissance au moteur et le courant absorbé par ce dernier croît. **Le moteur électrique est auto-régulateur de puissance :** quand on lui en demande davantage il la fournit sans intervention extérieure. Il n'en est pas de même d'un moteur à essence : quand une automobile aborde une côte le chauffeur doit appuyer davantage sur la pédale de l'accélérateur s'il veut maintenir sa vitesse.

4° **Moteur utilisé.** — $n = 1\,500$ tr/mn. $U = 120$ V. $I = 25$ A. $P = 2{,}6$ kW [1]. Résistance de l'induit $R = 0{,}4\,\Omega$.

38. *Nécessité du rhéostat de démarrage.*

1° **Courant dans l'induit.** — De la loi d'Ohm, $U = E' + RI$ on tire

$$I = \frac{U - E'}{R}$$

U et R étant constants le courant ne dépend que de la f.c.é.m. Celle-ci est $E' = Nn\Phi$ et le courant est exprimé par la formule :

$$I = \frac{U - Nn\Phi}{R}$$

U en volts
n en tr/s
Φ en webers
R en ohms
I en ampères

Si le flux est constant le courant I ne dépend que de la vitesse.

2° **Démarrage.** — Au moment du démarrage, quand on ferme l'interrupteur, la vitesse et la f.c.é.m. sont nulles et le courant de démarrage direct n'est limité que par la résistance de l'induit :

$$I_{dd} = \frac{U}{R}$$

Un moteur qui ne tourne pas se conduit comme une résistance pure.

Exemple. — Pour le moteur ci-dessus ($I = 25$ A); calculons I_{dd} :

$$I_{dd} = \frac{U}{R} = \frac{120}{0{,}4} = 300 \text{ A ! soit } I_{dd} = 12 \text{ fois I}$$

Il est évident que l'on ne peut tolérer une telle surintensité même pendant quelques secondes. Pour limiter le courant à une valeur raisonnable, on met en série un rhéostat, dit de démarrage, dont la résistance R_h s'ajoute à R, le courant est alors :

$$I_d = \frac{U}{R + R_h} \quad \text{soit} \quad (R_h + R)\, I_d = U \quad \text{d'où} \quad R_h = \frac{U}{I_d} - R$$

(1) La puissance indiquée sur la plaque des moteurs est la puissance utile, elle doit être exprimée en kilowatts et non en chevaux. Rappelons 1 ch = 0,736 kW $\simeq \frac{3}{4}$ kW

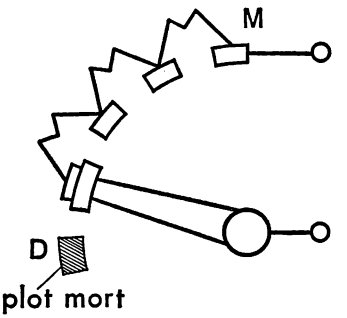


Fig. 101. — *Rhéostat de démarrage.*

Par exemple pour notre moteur si l'on tolère $I_d = 2I$ nous aurons $I_d = 50$ A $R_h = \frac{120}{50} - 0{,}4 = 2\Omega$.

Le rhéostat comporte toujours plusieurs plots et la valeur R_h correspond à la résistance totale (fig. 101). Au moment de la fermeture de l'interrupteur la manette doit être en position D, sur le plot mort. Le passage de D à la position marche M s'effectue en quelques secondes.

39. *Vitesse.*

1° **Réglage.** — Le rhéostat d'excitation permet le réglage de la vitesse en charge comme à vide.

Si la résistance des inducteurs est $r = 100\Omega$, un rhéostat de 200Ω permettra de faire varier i dans le rapport 1 à 3, à cause de la saturation le flux et la vitesse varieront un peu moins.

Le réglage est limité par la vitesse dite d'emballement que le moteur ne doit pas dépasser : le plus souvent 120 % de la vitesse nominale.

2° **Variations spontanées.** — Le courant d'excitation étant invariable, chargeons le moteur.

La vitesse de rotation qui était de 1 500 tr/mn à vide diminue de 8 % environ à pleine charge : 1 380 tr/mn.

La formule 11 nous en donne l'explication :

$$n = \frac{U - RI}{N\Phi}$$

à vide $RI \ll U$, $n_v \simeq \frac{U}{N\Phi} = \frac{120}{N\Phi}$

en charge $RI = 0{,}4.25 = 10$ V d'où $n = \frac{120 - 10}{N\Phi} = \frac{110}{N\Phi}$ d'où

$\frac{n}{n_v} = \frac{110}{120} = 0{,}917$ soit environ 8 % de diminution.

A mi-charge (I = 12,5 A) la vitesse est de 1 440 tr/mn.

3° **Caractéristique électromécanique de vitesse.** — C'est la courbe $n = f(I)$.

a) *Courbe théorique.* — n est une fonction linéaire légèrement décroissante de I (fig. 102, courbe 1). La pente de la droite est $-\frac{R}{N\Phi}$ et l'ordonnée à l'origine est $\frac{U}{N\Phi}$.

b) *Courbe réelle* (fig. 102, courbe 2). — Du fait de la réaction d'induit le flux diminue légèrement (à excitation constante), les deux termes de la fraction $n = \frac{U - RI}{N\Phi}$ diminuent : le numérateur peu, le dénominateur encore moins. Finalement la vitesse diminue mais à peine, **la vitesse du moteur à excitation indépendante est pratiquement constante.**

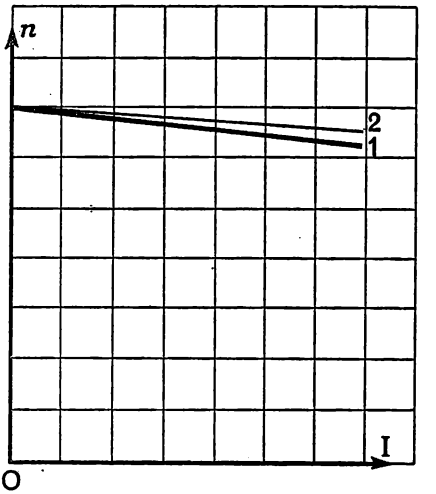


Fig. 102. — *Caractéristique de vitesse.*

Dans les machines compensées la réaction d'induit peut être négligée.

4° Inversion du sens de rotation. — Elle s'obtient en inversant soit le courant induit, soit le courant inducteur.

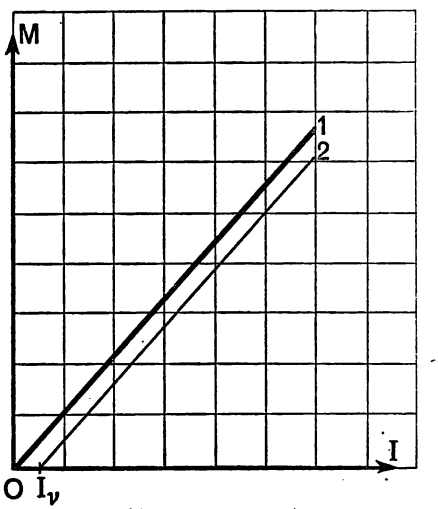


Fig. 03. *Caractéristique électromécanique de couple.*

40. *Couple moteur.*

1° Le moteur est autorégulateur de couple. — A excitation constante, le couple ne dépend que du courant absorbé, il lui est proportionnel :

$$M = \frac{N}{2\pi} I\Phi = kI$$

2° Caractéristique électromécanique de couple. — C'est la courbe $M = f(I)$, donc une fonction linéaire passant par 0 (fig. 103, courbe 1). Nous négligeons la réaction d'induit et la diminution de flux qui en résulte.

3° Couple utile. — Nous avons trouvé le couple en divisant P_{em} par ω, la puissance mécanique utile (celle qui est disponible sur l'arbre du moteur) est égale à la puissance électrique utile diminuée des pertes constantes, le couple utile correspondant est donc un peu inférieur à celui que donne la formule. La diminution est pratiquement indépendante de I. Le couple utile est donc représenté par une droite parallèle à celle du couple électromagnétique (fig. 103, courbe 2), il est nul pour I_0 (à vide). Son expression est $M_u = \frac{P_u}{\omega}$.

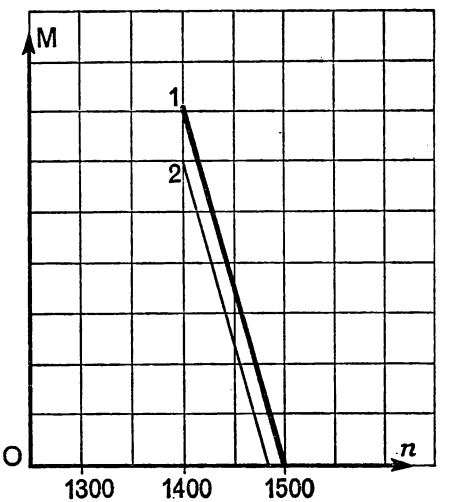


Fig. 104. — *Caractéristique mécanique de couple.*

4° Caractéristique mécanique de couple. — C'est la courbe $M = f(n)$ du moment du couple en fonction de la vitesse. Nous avons déjà souligné que la formule $M = \frac{N}{2\pi} I\Phi$ peut faire illusion et laisser croire que le couple ne dépend pas de la vitesse mais I étant une fonction linéaire de n et M fonction linéaire de I, **M est aussi fonction linéaire de** n (fig. 104, courbe 1).

Entre la pleine charge, couple maximal, et la marche à vide, couple presque nul, la vitesse varie peu : le couple est une **fonction rapidement décroissante de la vitesse.** Nous avons mis des valeurs sur l'axe des n pour montrer que l'échelle est *dilatée.* Le couple utile se déduit du précédent par une translation (104, 2).

5° Point de fonctionnement. — Traçons sur un même graphique la courbe du couple du moteur (fig. 105, courbe 1) et celle

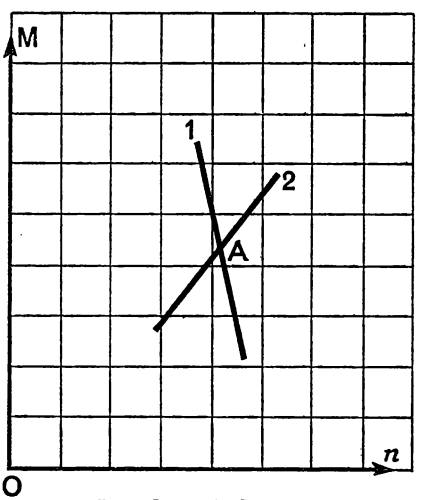


Fig. 105. — *Point de fonctionnement.*

du couple résistant de la machine qu'il entraîne (courbe 2). La vitesse se stabilisera à la valeur correspondant à l'abscisse du point A d'intersection, A est le **point de fonctionnement.**

6° **Couple au démarrage.** — Théoriquement proportionnel au courant, le couple sera très important si le démarrage est direct. Avec un rhéostat il est encore supérieur au couple nominal puisque $I_d > I$. Toutefois, quand le courant est supérieur au courant nominal, la réaction d'induit prend plus d'importance et le flux résultant diminue, il en résulte que si $I_d = 2I$, le couple de démarrage n'est pas tout à fait double du couple nominal : $M < M_d < 2M$. De toute façon le moteur peut démarrer en charge.

41. *Bilan énergétique.*

1° **Puissance absorbée.**

Par l'induit : UI.
Par l'inducteur : ui.
Au total : $P_a = UI + ui$.

2° **Pertes.**

a) Joules dans l'induit : RI^2.
b) Joules dans l'inducteur : ui.
c) Constantes : p.

3° **Puissance mécanique utile.** (P_u).

$$P_u = P_a - \text{pertes} = (UI + ui) - (RI^2 + ui + p)$$
$$= UI - RI^2 - p$$
$$\text{or} \quad UI - RI^2 = (U - RI)\, I = E'I = P_{eu}$$

$$\boxed{P_u = P_{eu} - p}$$

le bilan est illustré ci-contre (fig. 106).

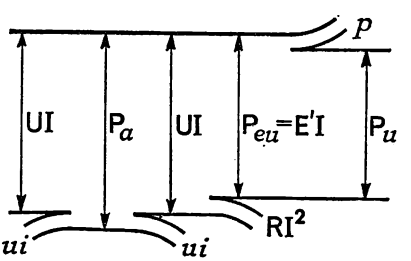


Fig. 106. — *Bilan des puissances.*

4° **Rendement.**

$$(14) \quad \boxed{\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_{eu} - p}{UI + ui}}$$

42. *Utilisation.*

Le moteur à excitation indépendante nécessite deux sources d'énergie, aussi le moteur shunt lui est préféré. Cependant, il est utilisé, là où la sécurité exige qu'en aucun cas il ne puisse y avoir de panne dans l'alimentation de l'inducteur : ascenseurs de mines.

Il est également irremplaçable si l'on veut avoir un moteur à vitesse largement variable et à couple constant (voir chap. 12).

PROBLÈMES

AVERTISSEMENTS. — 1. La réaction d'induit est toujours négligée.

2. Sauf précision contraire le couple demandé est toujours le couple électromagnétique $M = \frac{N}{2\pi} I\Phi$

3. Le moteur est toujours bipolaire.

I. EXERCICES SIMPLES.

9. 01. — On double le courant d'excitation, le couple double-t-il?

9. 02. — On dispose d'une source à tension variable (depuis 0 volt) le rhéostat de démarrage est-il encore nécessaire?

9. 03. — Au démarrage le couple doit être le plus grand possible. Faut-il mettre le rhéostat d'excitation au minimum ou au maximum de résistance?

9. 04. — On donne U= 460 V; R= 0,1 Ω. Calculer I_{dd} puis R_h pour limiter le courant de démarrage à 200 A.

II. AVEC SOLUTION.

9. 05. — Un moteur à excitation indépendante fonctionne sous 115 V, il absorbe 25 A quand il tourne à 750 tr/mn. Sa résistance d'induit est 0,6 Ω. Les pertes joules dans l'inducteur sont de 125W. Les pertes constantes 240W. Calculer :

1° La f.c.é.m.

2° La puissance absorbée, la puissance électrique utile, la puissance utile et le rendement.

3° Le couple moteur.

— Solution —

1° $E' = U - RI = 115 - 0{,}6.25 = 100$ V

2° $UI = 115.25 = 2\,875$ W $\quad P_a = UI + ui = 2\,875 + 125 = 3\,000$ W

$P_{eu} = E'I = 100.25 = 2\,500$ W

$P_u = 2\,500 - 240 = 2\,260$ W

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{2\,260}{3\,000} = 0{,}753$$

3° 750 tr/mn $= 12{,}5$ tr/s

$$M = \frac{P_{eu}}{\omega} = \frac{2\,500}{2\pi.12{,}5} = 31{,}8 \text{ m.N}$$

N.B. — On peut calculer :

$$N\Phi = \frac{E'}{n} = \frac{100}{12{,}5} = 8$$

et $$M = \frac{NI\Phi}{2\pi} = \frac{8.25}{2\pi} = 31{,}8$$

9. 06. — Un moteur à excitation indépendante fonctionne sous 230 V. On donne R= 0,4 Ω, pertes joules inducteurs 220W, pertes constantes 600W.

1° A pleine charge I= 40 A et *n*= 1 000 tr/mn, calculer la f.c.é.m. et la puissance absorbée.

2° Calculer la vitesse quand il ne consomme plus que 25 A.

3° Quel courant consomme-t-il à vide et quelle est sa vitesse?

***N.B.* — L'excitation est inchangée.**

— Solution —

1° $E' = U - RI = 230 - 0{,}4.40 = 214$ V

$UI = 230.40 = 9\,200$ W $\quad P_a = UI + ui = 9\,420$ W

2° Nouvelle f.c.é.m. : $E'_1 = 230 - 0{,}4.25 = 220$ V, les vitesses sont proportionnelles aux f.c.é.m. :

$$\frac{n_1}{n} = \frac{E'_1}{E'} = \frac{220}{214} \qquad n_1 = n \cdot \frac{220}{214}$$

$$n_1 = 1\,000 \cdot \frac{220}{214} = 1\,028 \text{ tr/mn}$$

On peut aussi calculer $N\Phi$ avec les premières valeurs :

$$N\Phi = \frac{E'}{n} = \frac{214}{\frac{1\,000}{60}} = 12{,}84 \quad \text{et} \quad n_1 = \frac{E'}{N\Phi} = \frac{220}{12{,}84} \cdot 60 = 1\,028$$

3° A vide le moteur absorbe une puissance égale à la somme de ses pertes constantes et joules dans l'induit :

$$P_v = 600 + RI_v^2 = 600 + RI_v^2$$

ce dernier terme est inconnu, négligeons-le d'abord :

$$I_v = \frac{P_v}{U} = \frac{600}{230} = 2{,}6 \text{ A}$$

le terme négligé est $RI_v^2 = 0{,}4.2{,}6^2 = 2{,}7$ W, il ne modifie guère P_v ni I_v, prenons $I_v = 2{,}6$ A.

Vitesse : $E'_v = U - RI = 230 - 0{,}4.2{,}6 \simeq 229$ V.

$$\frac{n_v}{n} = \frac{E'_v}{E'} = \frac{229}{214}$$

$$n_v = 1\,000 . \frac{229}{214} = 1\,070 \text{ tr/mn}$$

L'erreur n'aurait pas été grande si on avait pris $E'_v \simeq U$.

III. A RÉSOUDRE.

9. 07. — Sur la plaque d'un moteur à excitation indépendante on lit :

U= 230 V I= 32 A P= 6,5 kW n= 600 tr/mn

1° Calculer le rendement du moteur sachant que les pertes joules dans le circuit inducteur sont de 140 W.

2° La résistance de l'induit est R= 0,4 Ω. Calculer les pertes joules correspondantes et les pertes constantes.

3° Calculer le couple moteur utile et le comparer au couple électromagnétique.

9. 08. — L'induit d'un moteur à excitation indépendante a une résistance de 0,6 Ω et tourne à 3 000 tr/mn. Le couple électromagnétique est alors M= 7 mN. Calculer :

1° La puissance électrique utile.

2° La f.c.é.m. et la tension appliquée sachant que le courant dans l'induit est de 20 A.

***9. 09.** — Un moteur à excitation indépendante constante tourne à la vitesse de 1 400 tr/mn quand il absorbe un courant de 30 A sous une tension de 115 V. Les pertes joules dans l'inducteur sont de 150W et les pertes constantes 220W. La résistance de l'induit est R= 0,3 Ω.

Déterminer pour les courants induits suivants : 10, 20, 30 A :

1° La f.c.é.m. 2° La vitesse. 3° La puissance absorbée. 4° La puissance utile. 5° Le rendement. 6° Le couple électromagnétique.

Disposer les résultats en tableau.

10

MOTEURS A EXCITATION SHUNT, SÉRIE ET COMPOSÉE

43. *Moteur shunt.*

1° Montage théorique (fig. 107 et 108). — Si l'inducteur est prévu pour fonctionner sous la même tension que l'induit, la même source d'alimentation peut être utilisée et les deux parties du moteur à excitation indépendante, maintenant alimentées en parallèle, constituent un moteur shunt. Le montage 108 est préféré au montage 107 :

— il n'y a qu'un seul interrupteur;

— le montage est **anti-inductif** : lors de l'ouverture de l'interrupteur, l'inducteur reste fermé sur l'induit et la très forte f.é.m. auto-induite due à la suppression du courant dans le circuit inducteur, (l'inductance est de plusieurs dizaines d'henrys) s'éteint dans un circuit fermé au lieu de se manifester sur les couteaux de l'interrupteur. Remarquons que dès l'arrivée sur le premier plot, la tension totale est appliquée au circuit d'excitation.

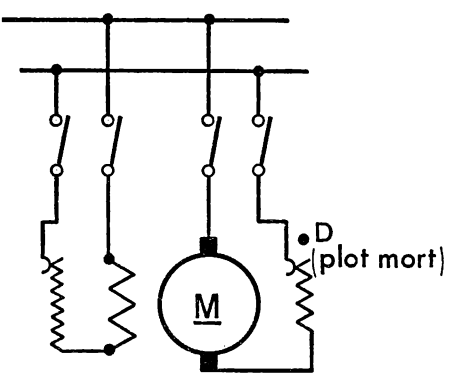


Fig. 107. — *Montage théorique d'un moteur shunt.*

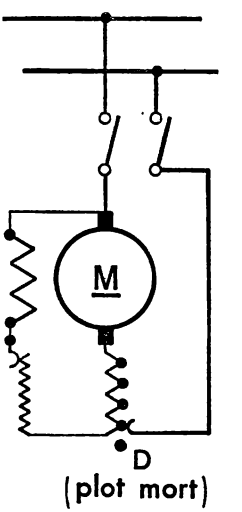


Fig. 108. — *Montage anti-inductif.*

2° Montage pratique. — Le plus souvent le rhéostat de démarrage possède une protection contre les ruptures accidentelles du circuit d'excitation (fig. 109). La bobine *b* du petit électroaimant est traversée par le courant d'excitation et retient la manette en position « marche », si l'excitation disparaît un fort ressort rappelle la manette sur le plot mort en position « démarrage » : l'induit n'est plus sous tension et le moteur s'arrête. Le montage complet est donné figure 109, les connexions existantes sont en traits fins, les connexions à réaliser en gros traits.

Les bornes du rhéostat sont le plus souvent précisées :

M = MOTEUR E = EXCITATION L = LIGNE

Nous avons en outre noté L′ la 2e borne de la ligne et la 2e borne de l'induit qui doivent être réunies.

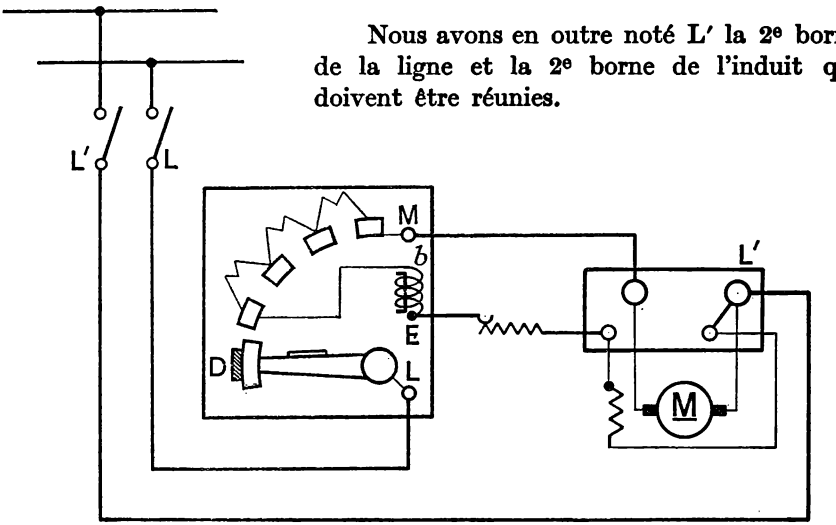


Fig. 109. — *Montage pratique.*

3° Inversion du sens de rotation. — Il faut inverser le sens du courant, soit dans l'induit, soit dans l'inducteur. Les plaques à bornes (fig. 110) montrent les connexions correspondant aux deux sens de rotation (inversion du courant dans l'induit).

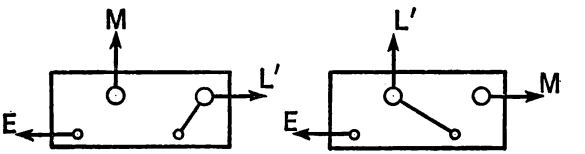
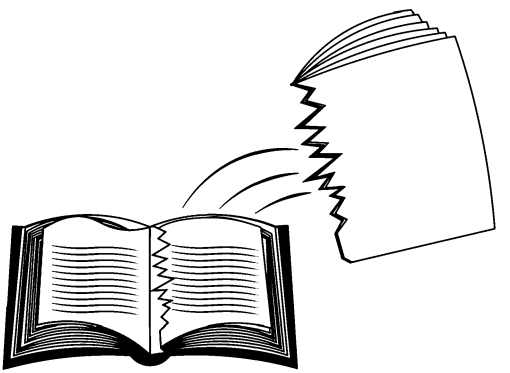


Fig. 110. — *Inversion du sens de rotation.*



b) Pertes :
joules induit et inducteur RI^2 (**R** résistance totale);
constantes ***p***.

c) Puissance électrique utile :
$P_{eu} = E'I$ avec $E' = U - RI$

d) Puissance utile : P_u.

e) Bilan (fig. 119) :
$P_u = UI - RI^2 - p = E'I - p$

f) Rendement :
$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{E'I - p}{UI}$$

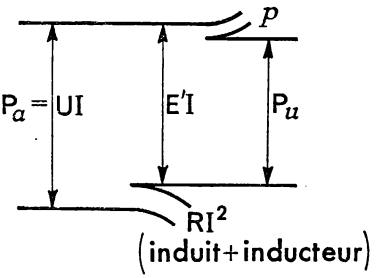


Fig. 119. — *Bilan des puissances.*

11° **Utilisation.** — Chaque fois qu'un fort couple de démarrage est nécessaire : appareil de levage, traction électrique, il est aussi utilisé pour les pompes et ventilateurs, enfin le démarreur d'une automobile est un moteur série. Moyennant une adaptation le moteur série peut fonctionner en alternatif.

* 45. *Moteur compound.*

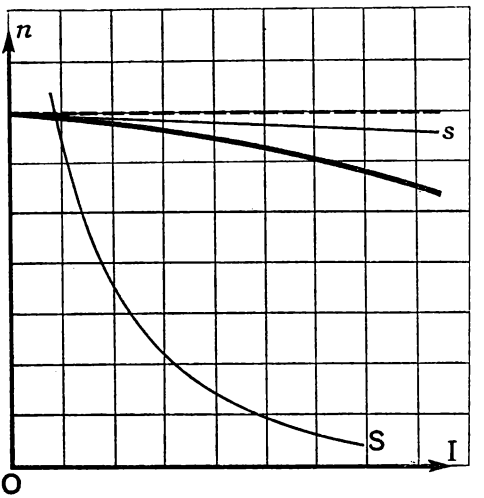
1° **A flux additifs.** — Le moteur aura des propriétés intermédiaires entre celles du moteur shunt et celles du moteur série.

A vide et à faible charge : I étant faible il y a peu d'ampères-tours série et les propriétés sont « shunt ». Au fur et à mesure que la charge augmente les propriétés se rapprochent du type « série ». En conséquence :

— le moteur ne s'emballe pas à vide (shunt),
— il possède un bon couple de démarrage en charge (série).

Ces deux propriétés le font utiliser dans les machines où il faut fournir un « coup de collier » au démarrage et où, en plus, le moteur est susceptible de tourner à vide : raboteuses, laminoirs, presses.

2° **A flux soustractifs.** — L'enroulement série comporte très peu de spires, juste assez pour que, en charge, le flux diminue dans la même proportion que **U — RI**, on obtiendra ainsi une vitesse $n = \frac{U - RI}{N\Phi}$ sensiblement constante.



3° Caractéristiques électromécaniques et mécaniques. — Nous donnons l'allure des caractéristiques de vitesse (fig. 120) en trait fort pour le moteur compound à flux additifs, en pointillés pour les flux soustractifs et, pour permettre la comparaison, en traits fins pour les moteurs shunt (s) et série (S).

Fig. 120. — *Caractéristiques de vitesse.*

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

10. 01. — Un moteur shunt absorbe 42 A sous une tension de 230 V. La résistance des inducteurs est $r = 115\ \Omega$. Quel est le courant dans l'induit?

10. 02. — On place en parallèle avec l'inducteur d'un moteur série un rhéostat qui dérive la moitié du courant. Que devient la vitesse?

10. 03. — Pour démarrer un moteur shunt en charge, le couple doit être le plus grand possible. Doit-on éliminer le rhéostat d'excitation ou le mettre au maximum?

10. 04. — Le rhéostat de démarrage d'un moteur shunt a été monté comme l'indique la figure 121. On donne $U = 115$ V, $R = 0{,}3\ \Omega$, $R_h = 2\ \Omega$, pour les calculs on néglige la conductance de l'inducteur. Quelle est au démarrage la tension commune inducteur-induit? Pourquoi ce montage est-il à rejeter?

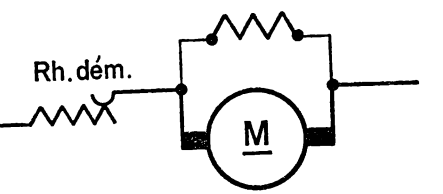


Fig. 121. — *Montage défectueux d'un moteur shunt.*

II. AVEC SOLUTION.

10. 05. — Un moteur shunt est alimenté par un secteur continu à 120 V.
La résistance de l'induit est 0,5 Ω.
La résistance des inducteurs est 80 Ω.
L'intensité totale absorbée est 37,5 A.
La vitesse nominale est 1 800 tr/mn.

On demande :

1° L'intensité *i* du courant d'excitation.

2° L'intensité I du courant dans l'induit.

3° La force contre-électromotrice du moteur.

4° La puissance électrique utile.

5° La valeur du couple moteur.

6° Les pertes par effet joule dans les inducteurs et dans l'induit.

7° Si on admet au démarrage $I_d = 60$ A, calculer la résistance R_h du rhéostat à utiliser.

— SOLUTION —

1° $$i = \frac{U}{r} = \frac{120}{80} = 1{,}5 \text{ A}$$

2° $$I = I' - i = 37{,}5 - 1{,}5 = 36 \text{ A}$$

3° $$E' = U - RI = 120 - 0{,}5.36 = 102 \text{ V}$$

4° $$P_{eu} = E'I = 102.36 = 3\,672 \text{ W}$$

5° $$\omega = \frac{2\pi.1\,800}{60} = 60\pi$$

$$M = \frac{P_{eu}}{\omega} = \frac{3\,672}{60\pi} = 19{,}5 \text{ m.N}$$

6° $$RI^2 = 0{,}5.36.36 = 648 \text{ W}$$
$$ui = 120.1{,}5 = 180 \text{ W}$$

7° $$R + R_h = \frac{120}{60} = 2\Omega \quad R_h = 1{,}5\Omega$$

***10. 06. — Étude d'un moteur shunt.**
Données : résistance des inducteurs (pas de rhéostat d'excitation) : $r = 110\ \Omega$
Résistance de l'induit : $R = 0{,}2\ \Omega$.
Tension d'alimentation : $U = 220$ V.
Pertes constantes : $p = 700$ W.

1° La vitesse du moteur est 1 500 tr/mn quand l'induit absorbe un courant de 75 A.

Calculer : *a*) la force contre-électromotrice; *b*) la puissance absorbée; *c*) la puissance utile; *d*) le rendement: *e*) le couple utile.

2° Déterminer la résistance du rhéostat de démarrage pour que l'intensité au démarrage soit de 160 A.

Quel est alors le couple de démarrage? (On suppose le circuit magnétique non saturé, le 1° permet alors le calcul de N Φ.)

3° Variations spontanées de vitesse :

Calculer la vitesse lorsque le courant induit est 45 A, puis lorsque le moteur est à vide ($P_u = 0$; RI^2 négligeable devant p).

4° Réglage de la vitessse :

Le flux restant proportionnel à l'excitation, quelle valeur faut-il donner au rhéostat d'excitation pour porter la vitesse à 1 650 tr/mn avec le même courant I qu'au 1°?

— Solution —

1° *a*) $E' = U - RI = 220 - 0{,}2.75 = 205$ V.

b) $i = \frac{U}{r} = \frac{220}{110} = 2$ A ; $P_a = U(I + i) = 220.77 = 16\,940$ W

c) $P_u = E'I - p = 205.75 - 700 = 14\,675$ W.

d) $\eta = \frac{14\,675}{16\,940} = 0{,}865.$

e) $\omega = \frac{2\pi.1\,500}{60} = 50\pi$ ($n = 25$ tr/s).

$M_u = \frac{P_u}{\omega} = \frac{14\,675}{50\pi} = 94$ mN (le couple électromagnétique est plus grand).

2° $R + R_h = \frac{220}{160} = 1{,}375\,\Omega$ $R_h = 1{,}175\,\Omega$

$N\Phi = \frac{E'}{n} = \frac{205}{25} = 8{,}2$

$M_d = \frac{NI\Phi}{2\pi} = \frac{160.8{,}2}{2\pi} = 209$ m.N

3° *a*) $E'_1 = U - RI = 220 - 0{,}2.45 = 211$ V

$\frac{n_1}{n} = \frac{E'_1}{E'} = \frac{211}{205}$ $n_1 = 1\,500.\frac{211}{205} = 1\,543$ tr/mn

b) A vide

$I_v = \frac{p}{U} = \frac{700}{220} = 3{,}2$ A

$E'_v = 220 - 0{,}2.3{,}2 = 219{,}4$ V

$n_v = 1\,500\,\frac{219{,}4}{205} \simeq 1\,600$ tr/mn.

4° Même charge I ⇒ même f.é.m. E' = 205 V.

$$E' = Nn\Phi = Nn'\Phi'$$

soit $n\Phi = n'\Phi'$ soit encore $ni = n'i'$ (Φ proportionnel à i)

$$i' = \frac{ni}{n'} = \frac{1\,500.2}{1\,650} = 1{,}82 \text{ A}$$

Résistance totale : $\frac{220}{1{,}82} = 121\,\Omega$

Rhéostat : $121 - 110 = 11\,\Omega$.

III. A RÉSOUDRE.

10. 07. — Un moteur shunt possède les caractéristiques suivantes :

$$R = 0{,}4\ \Omega;\quad r = 120\ \Omega;\quad U = 240\ V$$

la vitesse est 1 400 tr/mn quand il absorbe 42 A. Les pertes constantes sont $p = 400$ W.

Calculer dans les conditions ci-dessus :

1° Le courant dans l'inducteur; 2° le courant dans l'induit; 3° la f.c.é.m.; 4° la puissance absorbée et la puissance utile; 5° le couple moteur.

10. 08. — Un moteur shunt, fonctionnant sous tension constante de 230 V absorbe en marche normale un courant total de 52 Ampères, à la vitesse de 600 tr/mn.

Les résistances sont : pour l'induit 0,3 Ω; pour les inducteurs : 115 Ω.

1° Quelle est la valeur du couple électromagnétique en charge normale?

2° La charge ayant augmenté, le moteur absorbe 62 A au total. Quel est le nouveau couple?

3° Quelle est la vitesse correspondant à cette nouvelle charge?

***10. 09.** — Un moteur shunt fonctionne sous 240 V.
On donne $R = 0{,}1\ \Omega$ et $r = 80\ \Omega$.

1° Rhéostat d'excitation hors-circuit il consomme en tout 103 A et tourne à 900 tr/mn. Calculer :

a) La f.c.é.m.

b) Les différentes puissances et le rendement si les pertes constantes sont de 1 *k*W.

c) Le couple moteur utile.

2° En supposant le circuit magnétique non saturé, quelle est la vitesse quand on met en circuit un rhéostat d'excitation de 40 ohms?

3° Calculer le rhéostat de démarrage pour que le courant au démarrage soit de 400 A.

*** 10. 10.** — Un moteur série fonctionne sous 230 V. Les résistances sont : induit $R' = 0{,}4\ \Omega$, inducteur $R'' = 0{,}2\ \Omega$. Il consomme $I = 50$ A à la vitesse de 800 tr/mn. Calculer, en supposant Φ et I proportionnels, et pour les valeurs suivantes du courant 50, 40, 30, 20 et 10 A :

1° La vitesse.

2° La puissance absorbée, la puissance utile et le rendement. Les pertes constantes sont $p = 500$ W.

3° Le couple utile.

Mettre les résultats sous forme de tableau.

N.B. — On posera $\Phi = kI$ et on calculera Nk avec les données.

*** 10. 11.** — Un moteur série dont la tension est 460 V absorbe un courant de 100 A quand il tourne à 600 tr/mn. La résistance R (induit + inducteurs) est de $0{,}2\ \Omega$. Les pertes constantes sont négligées. Calculer :

1° Le couple moteur.

2° Tracer les caractéristiques électromécaniques et mécanique du moteur après avoir calculé M et n pour les courants suivants : 40, 55, 70, 85 A.

On donne quelques points de la courbe $\Phi = f(I)$ que l'on tracera :

I (A)	40	55	70	85	100
Φ (*mWb*)	32,5	40	45	48	50

11

* RENDEMENT DES MACHINES A COURANT CONTINU

46. *Bilan des pertes.*

1° **Pertes joules dans les inducteurs,** — Elles s'expriment toujours par la formule ri^2 avec des variantes dans la notation suivant le mode d'excitation. La résistance du rhéostat d'excitation doit être incluse. Ces pertes sont toujours calculables. Si la machine est à excitation constante (G et M indépendants, M shunt) elles sont constantes, sinon elles varient avec la charge.

Noter que les pertes existent à vide.

2° **Pertes joules dans l'induit,** elles s'écrivent RI^2 (éventuellement RI'^2). Pratiquement négligeables à vide elles varient fortement avec la charge. Elles sont toujours calculables.

3° **Pertes mécaniques.** — *a) Origine.* — Frottements de l'arbre dans les paliers, frottements des balais sur le collecteur, ventilation.

Ces pertes sont à peu près indépendantes de la charge, donc de I; par contre elles dépendent de la vitesse.

Elles sont donc les mêmes à vide qu'en charge sauf pour le moteur série dont la vitesse varie beaucoup.

b) Si la vitesse n'est pas trop élevée on peut admettre la proportionnalité $p_m = kn$, sinon il faut tenir compte d'un terme du second degré : $p_m = kn + k'n^2$.

4° **Pertes magnétiques.** — Elles sont dues à la fois à l'hystérésis et aux courants de Foucault.

a) *Par hystérésis.* — Elles sont proportionnelles à la vitesse et à peu près proportionnelles au carré de l'induction : $p_h = K_1 n B^2$.

b) *Par courants de Foucault.* — Proportionnelles au carré de la vitesse et de l'induction : $p_c = K_2 n^2 B^2$.

Lorsque le flux est à peu près indépendant de **I** (indépendante, shunt), l'ensemble de ces pertes l'est aussi. Il n'en est pas de même s'il y a un inducteur série.

5° **Pertes constantes** p : $p = p_m + p_h + p_c$, c'est donc le total des pertes mécaniques et magnétiques. Par « constantes » on entend qu'elles sont indépendantes de **I**, mais nous savons qu'elles varient avec la vitesse et l'excitation (Φ).

47. *Rendement.*

1° **Formule de base.** — C'est toujours $\eta = \frac{P_u}{P_a}$ l'expression détaillée variant avec la machine et son mode d'excitation.

2° **Méthodes de mesures.** — *a) Indirecte.* — Par séparation des pertes (méthode dite des pertes séparées). C'est la plus économique et la plus précise, c'est la seule utilisable pour les très grosses machines.

b) *Directes.* — Elles sont nombreuses, nous citons :
à la dynamo-frein; au frein de Prosny; Cardew-Fontaine; Hopkinson, etc.

48. *Méthode des pertes séparées.*

1° **Hypothèse.** — On admet que pour une même vitesse et un même flux les pertes constantes sont les mêmes à vide et en charge.

Les pertes joules seront calculées ensuite à partir des résistances des divers enroulements.

2° **Mesures des pertes constantes.** — La machine est alimentée en moteur à excitation séparée (fig. 122) même si ensuite elle doit fonctionner en génératrice.

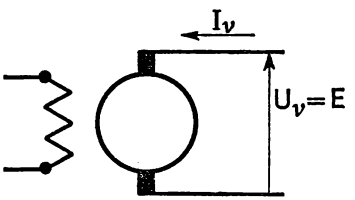


Fig. 122. — *Mesure des pertes constantes.*

Les mesures sont effectuées à vide dans les **conditions de vitesse et de flux correspondant à la charge pour laquelle on veut connaître le rendement.**

a) *Réglages.* — n et Φ sont imposés, donc **E** (ou **E'**) l'est aussi.

On règle la tension appliquée de façon que la f.c.é.m. E_v de l'essai à vide soit égale à la f.é.m. **E** ou la f.c.é.m. **E'** qu'aura la machine en charge.

Comme le courant à vide est faible $RI_v \ll U_v$ on a pratiquement $E_v = U_v = E$ (ou E').

Le produit $n\Phi$ a maintenant la valeur voulue. On règle l'excitation de façon à obtenir la vitesse normale en charge, $n\Phi$ et n étant corrects, Φ l'est aussi.

b) *Mesures.* — On relève, U_v, I_v pour toutes les valeurs de E et de n que l'on s'est fixées.

c) *Résultats.* — Comme il n'y a pas de puissance utile et que l'excitation est séparée, la puissance absorbée $P_v = U_v I_v$ correspond à la somme des pertes constantes et des pertes joules dans l'induit, or I_v est faible et $RI_v^2 \ll U_v I_v$ pratiquement :

$$P_v = U_v I_v = p$$

d) *On trace la courbe* $p = f(E_v)$ pour les machines à vitesse constante.

3° **Rendement.**

a) Génératrice: $\eta = \dfrac{P_u}{P_a} = \dfrac{UI}{UI + \text{pertes totales}}$

b) Moteur : l'expression de la puissance absorbée dépend du mode d'excitation.

Indépendante : $\eta = \dfrac{E'I - p}{UI + ui}$

Shunt : $\eta = \dfrac{E'I - p}{UI + ui}$ (avec $u = U$)

Série : $\eta = \dfrac{E'I - p}{UI}$

49. *Rendement mesuré à la dynamo-frein.*

1° **Description.** — C'est une machine à courant continu dont le stator (inducteurs) peut pivoter autour de son axe; il peut osciller entre deux butées B autour d'une position moyenne mais ne peut tourner (fig. 123). Il porte un bras de levier avec un contrepoids mobile G. Lors de la rotation de l'induit le stator tend à être entraîné par le couple électromagnétique, on rétablit l'équilibre (bras horizontal) en déplaçant G. Le couple mécanique Gl est alors égal au couple électromagnétique M :

$$\boxed{M = Gl} \quad \begin{cases} G \text{ en newtons} \\ l \text{ en mètres} \\ M \text{ en mN} \end{cases}$$

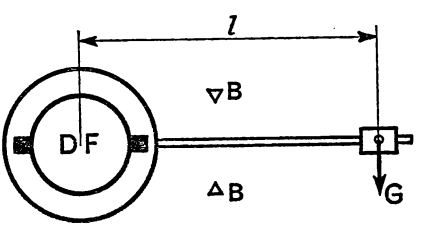


Fig. 123. — *Dynamo-frein.*

La dynamo-frein est équilibrée à l'arrêt [1] par un contrepoids auxiliaire. L'inducteur est alimenté par une source auxiliaire.

2° **Rendement d'un moteur.** — Le moteur entraîne la dynamo-frein qui fonctionne en génératrice et débite dans un rhéostat de charge. En faisant varier l'excitation et la charge de cette dernière on fait varier la puissance absorbée par le moteur. Soit **U** la tension appliquée à ce dernier et **I** le courant qu'il absorbe :

$$P_a = UI \quad \text{(plus, éventuellement, pertes dans l'inducteur)}$$

Sa puissance utile est $P_u = M_u\omega$ où M_u est le couple transmis par le moteur à la dynamo-frein. C'est donc le couple utile du moteur. Ce couple est équilibré par le contrepoids : $M_u = Gl$.

On connaît ainsi le couple et la puissance utiles du moteur :

$$M_u = Gl \qquad P_u = Gl\omega$$

Le rendement est $\eta = \dfrac{Gl\omega}{UI} = \dfrac{2\pi Gln}{UI} = \dfrac{2\pi Gln^*}{60\,UI}$

Remarque. — Ajouter éventuellement ui à la puissance absorbée.

3° **Rendement d'une génératrice.** — La dynamo-frein fonctionne en moteur à excitation séparée et entraîne la génératrice. Si celle-ci débite un courant **I** sous une tension **U**, sa puissance utile est

$$P_u = UI$$

Le couple développé par la dynamo-frein et équilibré par **G** est le couple qu'il faut fournir à la génératrice pour l'entraîner, la puissance absorbée est :

$$P_a = M\omega = Gl\omega \quad \text{(plus, éventuellement, pertes dans l'inducteur)}$$

et le rendement

$$\eta = \frac{UI}{Gl\omega} = \frac{UI}{2\pi Gln} = \frac{60\,UI}{2\pi Gln^*}$$

Remarque : + ui éventuellement.

50. *Valeurs normalisées.*

Nous donnons les valeurs normalisées des vitesses et tensions des machines à courant continu. Pour rompre la monotonie nous ne les avons pas toujours retenues dans les problèmes.

(1) Nous négligeons quelques corrections.

1° Vitesses (tr/mn) :

3 000, 2 100, 1 500, 1 000, 750, 600, 500, 428, 375, 300, 250, 188, 150, 125, 94, 75.

2° Tensions (V) :

a) Génératrices : 125, 250, 500.

b) Moteurs : 115, 230, 460.

PROBLÈMES

I. AVEC SOLUTION.

11. 01. — Un moteur shunt fonctionne sous une tension de 230 V. Sa vitesse nominale est 2 100 tr/mn. Ses résistances sont : induit R = 0,24 Ω, inducteur *r* = 184 Ω. Un essai à vide en excitation indépendante et à la vitesse nominale a donné :

$$U_v = 225 \text{ V.} \quad I_v = 1{,}8 \text{ A}$$

Calculer les rendements pour chacune des valeurs suivantes du courant *total* absorbé : 10, 20, 30, 40 A. La vitesse et la f.c.é.m. variant peu, on admettra que l'essai à vide est valable pour toutes les charges.

— Solution —

Calculs pour 40 A

$$P_a = UI' = 230.40 = 9\,200 \text{ W}$$

Courant dans l'inducteur : $i = \dfrac{230}{184} = 1{,}25$ A (invariable)

Courant dans l'induit : $I = I' - i = 40 - 1{,}25 = 38{,}75$ A.

Pertes joules : $RI^2 = 0{,}24.38{,}75^2 = 360$ W.

$Ui = 230.1{,}25 = 287{,}5$ W.

Pertes constantes : $p = U_v I_v = 225.1{,}8 = 405$ W.

Puissance utile : $P_u = 9\,200 - (360 + 287{,}5 + 405) \simeq 8\,150$ W.

Rendement : $\eta = \dfrac{8\,150}{9\,200} = 0{,}885.$

TABLEAU DES RÉSULTATS

I'	I	RI^2	$Ui + p$	p_t	UI'	P_u
40	38,75	360	692	1 052	9 200	8 148
30	...	...	...	...	...	...
20	...	...	...	...	...	...
10	8,75	19	692	711	2 300	1 589

p_t = pertes totales.

11. 01 *bis*. — *Exercice:* vérifier les calculs de la dernière ligne du tableau ci-dessus et calculer les autres résultats.

11. 02. — Pour déterminer le rendement d'une génératrice shunt on a utilisé une dynamo-frein en moteur. Les relevés sont les suivants : vitesse 1 500 tr/mn, contre-poids : G= 25 N, longueur du bras de levier l= 0,85 m. La génératrice fournissait un courant de 22 A sous 125 V. Calculer son rendement

— SOLUTION —

Puissance utile : $P_u = UI = 125.22 = 2\,750$ W

Puissance absorbée : $\omega = \frac{1\,500.2\pi}{60} = 50\pi$

$P_a = Gl\omega = 25.0{,}85.50\pi = 3\,340$ W

Rendement : $\eta = \frac{2\,750}{3\,340} = 0{,}825$

II. A RÉSOUDRE.

11. 03. — Les pertes constantes d'une génératrice à excitation indépendante ont été mesurées dans un essai à vide pour plusieurs valeurs de U_v et à la vitesse nominale de 2 100 tr/mn.

U_v	280	270	260	250
I_v	1,1	1,05	1	0,95

1° Tracer la courbe Pv = f(Uv).

2° La machine débite sous une tension constante U = 250 V, la résistance de l'induit est R = 1,5 Ω. Les pertes joules inducteurs 180 W, seront supposées invariables. Calculer, pour chacun des courants de charge suivants : 4, 8, 12, 16, 20 A.

a) La f.é.m.

b) Les pertes constantes (détermination graphique à l'aide de $U_V = E$).

c) Les pertes joules dans l'induit.

d) La puissance utile, la puissance absorbée et le rendement.

Disposer les résultats en tableau.

11. 04. — Le rendement d'un moteur shunt a été déterminé à la dynamo-frein. On a relevé :

$$U = 230 \text{ V}; \quad I' = 19 \text{ A}; \quad G = 50 \text{ N}; \quad l = 0{,}72 \text{ m}$$
$$n = 1\,000 \text{ tr/mn}$$

Quels sont : 1° Le couple utile du moteur? 2° Le rendement?

12

COMPLÉMENTS [1]

51. *Freinage.*

1° **Intérêt.** — Il peut être **nécessaire** de réduire le temps d'arrêt naturel d'un moteur pour des raisons économiques : par exemple suppression des temps morts dans l'usage des machines-outils.

Il est **indispensable** d'avoir un freinage de ralentissement ou de limitation de vitesse dans un but de sécurité chaque fois que le rotor d'un moteur risque d'être entraîné par la charge : engins de levage, véhicules électriques (y compris les trains).

Nous ne parlerons ici que des méthodes électriques de freinage.

2° **Freinage sans récupération.** — *a) Ralentissement.* — Lorsqu'on ouvre l'interrupteur alimentant l'induit d'un moteur, l'arrêt dû aux seuls frottements peut demander plusieurs minutes.

Si l'excitation n'a pas été coupée, la f.c.é.m. devenue f.é.m. existe toujours et le moteur entraîné par son inertie et celle de l'engin auquel il est accouplé fonctionne en génératrice que l'on peut faire débiter sur un rhéostat. L'énergie dissipée en chaleur dans ce dernier est prélevée sur l'énergie cinétique qui diminue ainsi que la vitesse.

Si l'excitation était indépendante en moteur, on la conserve et il n'y a aucun problème d'amorçage.

Si le moteur était auto-excité, pour qu'il puisse s'amorcer en génératrice il faut que la f.é.m. résiduelle due au flux rémanent produise un courant qui renforce celui-ci. La f.é.m. résiduelle ayant même polarité que la tension qui était appliquée au moteur, le courant inducteur doit conserver son sens.

Moteur shunt (fig. 124). — Le sens du courant inducteur est inchangé quand on passe du fonctionnement en moteur au fonctionnement en génératrice.

Moteur série (fig. 125). — Le sens du courant inducteur dû au réma-

(1) Le freinage est au programme de la classe de T.I. « électriciens » et « mécaniciens ». Les autres paragraphes sont donnés à titre documentaire pour les électriciens.

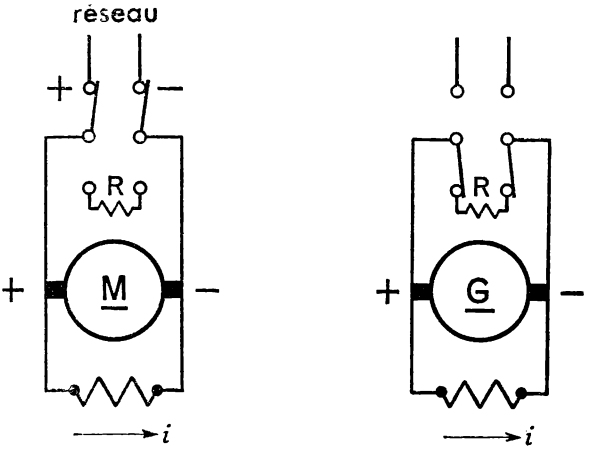


Fig. 124. — *Moteur shunt : le sens du courant inducteur est inchangé quand on bascule l'interrupteur du réseau vers la résistance.*

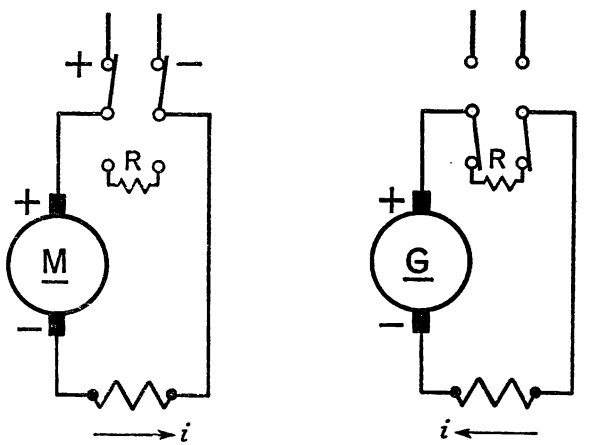


Fig. 125. — *Le courant dans l'inducteur ayant changé de sens, il n'y a pas d'amorçage.*

nent est incorrect, pour qu'il y ait amorçage, il faut croiser les connexions entre l'induit et l'inducteur (comme à la fig. 114).

b) *Limitation de vitesse.* — Le problème du courant inducteur est le même. La vitesse ne s'annule plus, elle est telle qu'il y ait égalité entre

la puissance motrice produite par la charge qui descend sous l'action de la pesanteur et la puissance dissipée dans le rhéostat du freinage (Problème 12. 01).

3° **Freinage avec récupération.** — Le moteur ne peut débiter dans le réseau que si sa f.é.m. est supérieure à la tension, il est donc nécessaire de le surexciter si l'on veut maintenir constante la vitesse ou obtenir un ralentissement.

Le sens de rotation étant inchangé, le courant dans l'induit doit changer de sens, mais la polarité doit être la même. La réalisation simultanée de ces conditions exige un même sens de flux, donc de courant d'excitation (§ 31). Il sera encore nécessaire pour le moteur série de croiser les connexions de l'inducteur.

* 52. *Couplage des génératrices.*

Nous limitons l'étude au couplage en parallèle des machines indépendantes et shunt.

1° **Conditions de mise en parallèle.** — Une ou plusieurs génératrices entretiennent déjà une tension U sur un jeu de barres conductrices, le problème est donc de coupler une nouvelle machine sur le réseau (fig. 126).

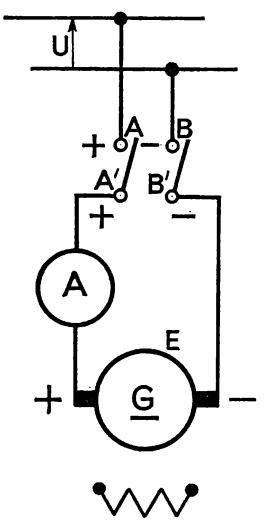


Fig. 126. — *Couplage de G sur un réseau.*

a) La machine tournant à sa vitesse nominale on agit sur l'excitation pour que sa f.é.m. soit égale à la tension :

$$E = U$$

b) On vérifie que les polarités sont les mêmes :

Deux lampes supportant la tension U et placées l'une entre A et A′, l'autre entre B et B′ (fig. 127) doivent être éteintes. Si elles sont allumées il faut changer la polarité A′B′ : soit en inversant le sens de rotation ou celui du courant inducteur, soit plus simplement en croisant les connexions arrivant en A′ et B′.

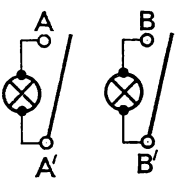


Fig. 127. — *Contrôle de la polarité.*

On peut aussi contrôler les polarités avec un voltmètre polarisé.

c) Les polarités étant correctes on ferme l'interrupteur.

d) On charge la génératrice en augmentant son excitation.

REMARQUE. — Pour découpler on annule la charge en diminuant l'excitation et, quand I = 0, on ouvre l'interrupteur.

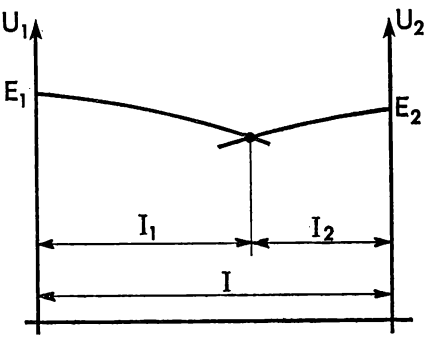


Fig. 128. — *Répartition des courants entre deux génératrices.*

2° Stabilité du couplage. — Elle est excellente grâce à l'allure « tombante » des caractéristiques. La tension étant commune la charge entre deux machines se répartit comme l'indique la figure 128, obtenue avec les deux caractéristiques en charge.

* 53. *Fonctionnement d'un moteur à excitation indépendante sous tension variable.*

1° Intérêt. — La plage de réglage de la vitesse par action sur l'excitation est assez limitée : les valeurs limites sont dans le rapport 2 environ; quand on augmente la vitesse ce procédé a en outre l'inconvénient de réduire le flux et par conséquent le couple moteur. Enfin un rhéostat de démarrage est indispensable à la mise en service du moteur.

Le réglage de la vitesse par action sur la tension élimine tous ces inconvénients, il permet de fonctionner à courant constant ce qui, pour une excitation invariable, donne au moteur un couple constant.

2° Étude. — Nous choisissons I et Φ constants donc M constant aussi. La vitesse est proportionnelle à la f.c.é.m. :

$$n = \frac{E'}{N\Phi} = \frac{U - RI}{N\Phi}$$

elle ne dépend que de la tension appliquée dont elle est une fonction linéaire (fig. 129).

Pour U = RI, *n* = 0, en faisant croître progressivement la tension depuis 0 volt on obtiendra le démarrage sans surintensité (et sans rhéostat) quand U = RI, ensuite la vitesse augmentera de façon continue. Bien

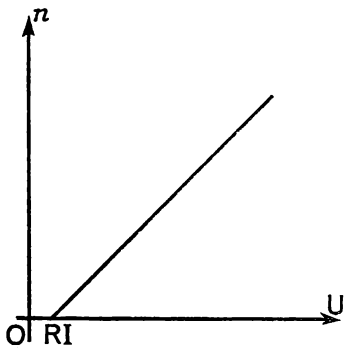


Fig. 129. — *La vitesse est une fonction linéaire de U.*

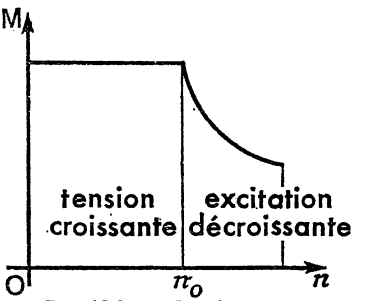


Fig. 130. — *Couple moteur.*

entendu on ne devra pas dépasser la tension nominale U_0 à laquelle correspond la vitesse n_0 Pour obtenir une vitesse supérieure on pourrait réduire l'excitation mais le couple diminuerait (fig. 130).

3° **Procédés de réglage de la tension.** — a) *Rhéostat en série avec l'induit.* — Anti-économique à cause des pertes joules, on ne peut envisager son emploi que pour de très petits moteurs.

b) *Survolteur-dévolteur.* — Une génératrice série donnant une tension V est mise soit en série, soit en opposition, avec la source principale U La tension peut varier de **U — V à U + V.**

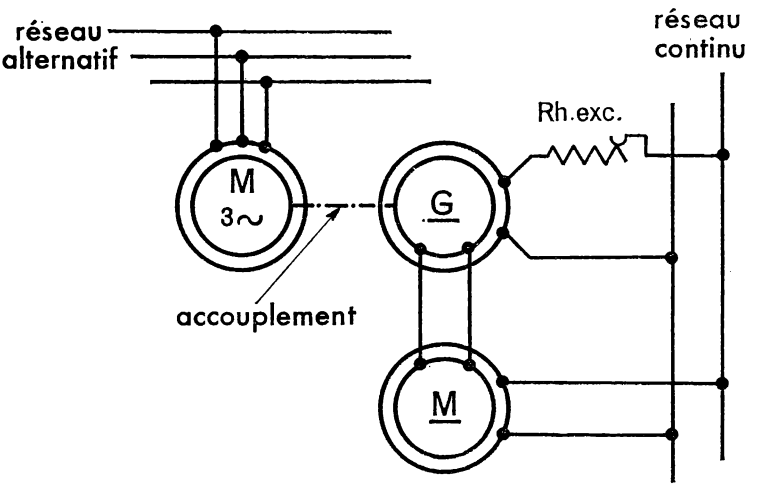


Fig. 131. — *Groupe Ward-Léonard*

c) *Thyratrons.* — L'étude en sera effectuée dans « électronique », classe terminale F_3.

Ils sont utilisés jusqu'à une puissance de 15 kW environ.

d) *Inductances saturables.* — Utilisées jusqu'à une centaine de kW. Une idée sommaire sur leur fonctionnement est donnée chap. 18.

e) *Système Ward-Léonard (fig. 131).* — Un moteur alternatif entraîne une génératrice à courant continu qui alimente l'induit du moteur. Les variations d'excitation de la génératrice produisent celle de la tension et de la vitesse du moteur. Le moteur est à excitation constante.

Le rendement du groupe est assez faible puisque égal au produit des rendements des trois machines. Si chacun d'eux est 0,9, le rendement global est $\eta = 0{,}9.0{,}9.0{,}9 = 0{,}729$. Ce système est encore utilisé pour les ascenceurs.

f) *Redresseurs contrôlés.* — Ignitrons, thyristors. Alimentés en alternatif ils fournissent une tension continue variable avec un excellent rendement : 97 à 99 %. La puissance des moteurs qu'ils commandent peut être très élevée : centaines ou milliers de kW. Utilisation : locomotives des réseaux électrifiés en alternatif, laminoirs, papeteries.

* 54. *Calcul d'un rhéostat de démarrage.*

1° **Données.** — Soient I_0 l'intensité nominale du moteur et I_d l'intensité maximale admise pendant le démarrage. On connaît en outre **U** et **R**.

2° **Résistance totale.** — Nous savons la calculer, c'est :

$$R_t = \frac{U}{I_d} - R$$

3° **Conditions à respecter.** — Pour que la durée du démarrage soit la plus brève possible et pour que le couple ne soit pas inférieur à sa valeur nominale (démarrage en charge) le courant ne doit pas être inférieur à I_0. Comme d'autre part il ne doit pas dépasser I_d, la règle est simple : le courant doit être égal à I_d quand on arrive sur un plot et égal à I_0 quand on le quitte. Le courant aura l'allure ci-contre (fig. 182).

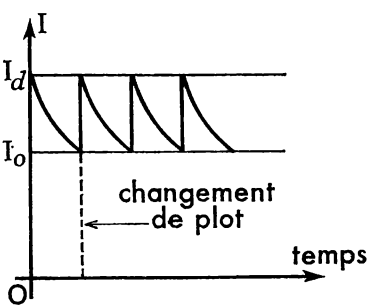


Fig. 132. — *Variations du courant pendant le démarrage.*

4° Nombre de plots (fig. 133). — Soit : R_1 la résistance totale (induit compris) du circuit entre A et B quand la manette est sur le plot 1 : $R_1 = R_h + R$. Soient :

R_2 la résistance totale sur le plot 2.

R_3 la résistance totale sur le plot 3.

R_p la résistance totale sur le plot p.

R_{p+1} la résistance totale sur le plot $p + 1$.

$R_n = R$ la résistance totale sur le plot n.

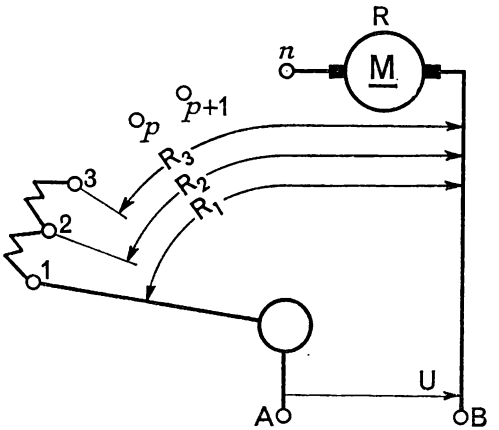


Fig. 133. — *Calcul du rhéostat de démarrage.*

Quand on quitte le plot p :

$$I = I_0 = \frac{U - E'_p}{R_p};$$

Quand on arrive sur le plot $p + 1$ la vitesse et E'_p sont inchangées mais

$$I = I_d = \frac{U - E'_p}{R_{p+1}}$$

On en tire :

$$U - E'_p = R_p I_0 = R_{p+1} I_d$$

Soit en posant $I_d = qI_0$

$$R_p I_0 = qI_0 R_{p+1} \Rightarrow R_p = qR_{p+1}$$

Il en est de même pour 2 autres plots consécutifs.

Les résistances comprises entre A et B sont en progression géométrique de raison q quand on va du plot n vers le plot 1. Le premier terme est R, le dernier $R_1 = R_h + R$ et le nombre de terme est n :

$$R - Rq - Rq^2 - \ldots\ldots Rq^{n-1} = R_h + R = R_1$$

On connaît les deux extrêmes et la raison, n est l'inconnue :

$$q^{n-1} = \frac{R_1}{R} \quad \text{soit} \quad (n - 1) \log q = \log \frac{R_1}{R}$$

$$n - 1 = \frac{\log \frac{R_1}{R}}{\log q}$$

On peut aussi éviter le calcul préalable de R_1.

La chute de tension nominale est $u = RI_0$ et la tension totale $U = R_1 I_d$ (arrivée sur le 1er plot) :

$$U = R_1 I_d = q R_1 I_0$$

soit :

$$\frac{U}{u} = \frac{q R_1 I_0}{R I_0} = q \frac{R_1}{R} = q^n$$

d'où :

$$n = \frac{\log U - \log u}{\log q}$$

Ce nombre théorique n'est pas entier on doit l'arrondir à l'entier supérieur N et recalculer la raison Q :

$$Q^N = \frac{U}{u} \quad \text{soit} \quad Q = \sqrt[N]{\frac{U}{u}}$$

d'où les résistances : $R - QR - Q^2R \ldots Q^{n-1}R$. Les résistances de plot à plot se trouvent par différence entre deux valeurs consécutives.

PROBLÈMES

I. Freinage.

AVEC SOLUTION.

12. 01. — Le moteur à excitation indépendante d'une grue tourne à la vitesse $n_1 = 1\,500$ tr/mn et soulève une charge de poids $G = 30\,000$ N à la vitesse $v_1 = 15$ m/mn. La tension d'alimentation est $U = 230$ V, la résistance de l'induit $R = 0{,}4\ \Omega$ et le rendement global du moteur et du réducteur de vitesse est $\eta = 75\ \%$.

1° Calculer la puissance utile du système et la puissance absorbée par le moteur.

2° Calculer le courant dans l'induit et la f.c.é.m.

3° A la descente, la charge entraîne le moteur qui fonctionne alors en génératrice. L'excitation du moteur, le rapport du réducteur de vitesse et le rendement étant inchangés, on veut limiter la vitesse de la charge à $v_2 = 12$ m/mn; calculer :

a) La vitesse de rotation n_2.

b) La f.é.m.

c) La puissance fournie par la charge.

d) La puissance utile de la génératrice.

e) Le courant débité sur une résistance de freinage X.

f) La valeur de X.

— Solution —

1° La puissance utile est celle qui est développée sur la charge:

$$P_u = Gv_1 \qquad v_1 = \frac{15}{60} = 0{,}25 \text{ m/s}$$

$$P_u = 30\,000 . 0{,}25 = 7\,500 \text{ W}$$

Puissance absorbée $P_a = \frac{P_u}{\eta} = \frac{7\,500}{0{,}75} = 10\,000$ W.

2° Courant $I = \frac{P_a}{U} = \frac{10\,000}{230} = 43{,}5$ A.

F.c.é.m. : $E' = U - RI = 230 - 0{,}4 . 43{,}5 = 212{,}6$ V.

3° a) $\frac{n_2}{n_1} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{12}{15} \qquad n_2 = 1\,200$ tr/mn

b) $\frac{E}{E'} = \frac{n_2}{n_1} = \frac{12}{15} \qquad E = \frac{12}{15} E' = \frac{4}{5} 212{,}6 = 170$ V

c) $v_2 = \frac{12}{60} = 0{,}2$ m/s

Puissance fournie par la charge :

$$P_a = Gv_2 = 30\,000 . 0{,}2 = 6\,000 \text{ W}$$

d) Puissance utile de la génératrice :

$$P_u = \eta P_a = 0{,}75 . 6\,000 = 4\,500 \text{ W}$$

e) d'une part $4\,500 = UI$

d'autre part $U = E - RI$ soit $UI = EI - RI^2$

$$4\,500 = EI - RI^2 = 170\,I - 0{,}4\,I^2$$

$$0{,}4\,I^2 - 170\,I + 4\,500 = 0$$

$$I = \frac{85 \pm \sqrt{7\,225 - 1\,800}}{0{,}4} = \frac{85 \pm 73{,}7}{0{,}4}$$

$$I' = 28 \text{ A} \qquad I'' = 397 \text{ A}$$

la seconde valeur trop élevée pour la machine est à rejeter

f) $X = \frac{U}{I'} = \frac{170 - 0{,}4 . 28}{28} = 5{,}67\,\Omega$

A RÉSOUDRE.

12. 02. — Résoudre le problème **12. 01** avec les nouvelles données :

$n_1 = 1\,000$ tr/mn $\quad G = 35\,000$ N $\quad v_1 = 18$ m/mn

$U = 460$ V $\quad R = 0{,}7\,\Omega$ $\quad \eta = 70\,\%$ $\quad v_2 = 13{,}5$ m/mn

*** 12. 03. — L'énoncé du problème 12. 01 est modifié comme suit à partir du 3°.**

3° La résistance de freinage est $X = 4{,}5\ \Omega$, l'excitation du moteur, le rapport du réducteur de vitesse et le rendement étant inchangés, calculer :

a) **La puissance fournie par la charge.**

b) **La puissance utile de la génératrice.**

c) **Le courant débité.**

d) **La f.é.m.**

e) **La vitesse de rotation du moteur et celle de descente de la charge.**

II. Couplage.

AVEC SOLUTION.

*** 12. 04. — Deux génératrices à excitation indépendante constante sont couplées en parallèle. A vide $E_1 = 260$ V et $E_2 = 265$ V. Les résistances d'induit sont respectivement $R_1 = 0{,}2\ \Omega$ et $R_2 = 0{,}25\ \Omega$.**

1° La tension commune est 250 V, calculer le courant débité par chaque machine et le courant total.

2° Le courant total est 155 A. Calculer la tension commune et les courants fournis par chaque génératrice.

— SOLUTION —

1° $$U = E - RI \quad \text{soit} \quad I = \frac{E - U}{R}$$

$$I_1 = \frac{260 - 250}{0{,}2} = 50 \text{ A}$$

$$I_2 = \frac{265 - 250}{0{,}25} = 60 \text{ A}$$

$$I = I_1 + I_2 = 110 \text{ A}$$

2° Équations : $U = E_1 - R_1 I_1 = E_2 - R_2 I_2$

$$I = I_1 + I_2$$

soit avec les valeurs numériques :

$$\begin{cases} U = 260 - 0{,}2\ I_1 \\ U = 265 - 0{,}25\ I_2 \\ 155 = I_1 + I_2 \end{cases}$$

soit $260 - 0{,}2\ I_1 = 265 - 0{,}25\ I_2$

$$\begin{cases} -0{,}2\ I_1 + 0{,}25\ I_2 = 5 & \text{(multipliée ci-dessous par 5)} \\ I_1 + I_2 = 155 \end{cases}$$

$$\begin{cases} -I_1 + 1{,}25\ I_2 = 25 \\ I_1 + I_2 = 155 \end{cases}$$

$$2{,}25\ I_2 = 180 \qquad I_2 = \frac{180}{2{,}25} = 80\ \text{A} \qquad I_1 = 75\ \text{A}$$

$$U = 260 - 0{,}2.75 = 245\ \text{V}$$

$$U = 265 - 0{,}25.80 = 245\ \text{V}$$

A RÉSOUDRE.

***12. 05. — Deux génératrices à excitation indépendante sont couplées en parallèle. Les forces électromotrices sont $E_1 = 136$ V et $E_2 = 140$ V et les résistances d'induit $R_1 = 0{,}4\ \Omega$ et $R_2 = 0{,}5\ \Omega$.**

1° Pour chacune des tensions suivantes : 136, 130, 124, 118 et 112 V, calculer le courant fourni par chaque machine et le courant total.

2° Pour quelle tension les machines débitent-elles le même courant?

3° Déterminer la tension et les courants partiels quand le courant total est $I = 100$ A.

III. Moteur à tension variable.

AVEC SOLUTION.

***12. 06. — Un moteur bipolaire à excitation indépendante constante dont l'induit a une résistance $R = 0{,}1\ \Omega$ est alimenté par une tension continue réglable et fonctionne à courant constant $I = 140$ A. Il tourne à 720 tr/mn quand la tension est $U = 194$ V. Les pertes constantes proportionnelles à la vitesse sont alors $p = 960$W. Calculer :**

1° La f.c.é.m. et le couple électromagnétique dans les conditions données.

2° Le rendement sachant que les pertes par excitation sont de 600W.

3° La vitesse de rotation pour les tensions suivantes : 50, 100, 150, 230 V.

— Solution —

1°

$$E' = U - RI = 194 - 0{,}1.140 = 180\ \text{V}$$

$$M = \frac{E'I}{\omega} \quad \text{avec} \quad \omega = \frac{2\pi.720}{60} = 24\pi \simeq 75\ \text{rd/s}$$

$$M = \frac{180.140}{75} = 336\ m.\text{N}$$

2° $P_u = E'I - p = 180.140 - 960 = 24\,240$ W
$P_a = UI + ui = 194.140 + 600 = 27\,760$ W
$\eta = \frac{24\,240}{27\,760} = 0{,}875$

3° Calculons le rapport $\frac{720}{180} = \frac{n\ (\text{tr/mn})}{E'(V)} = 4$ d'où $n = 4\ E'$

U	50	100	150	230
E'	36	86	136	216
n	144	344	544	864

N.B. — **Le couple est constant ;** à titre d'exercice compléter le tableau en calculant les rendements. Ne pas oublier que p varie avec la vitesse, calculer au préalable le coefficient de proportionnalité : $a = \frac{p}{n} = \frac{960}{720}$.

A RÉSOUDRE.

***12.** 07. — Un moteur bipolaire à excitation indépendante constante fonctionne à courant constant I= 200 A et tension variable. On donne : résistance de l'induit R= 0,075 Ω, pertes joules dans l'inducteur : ui= 700W.

Les pertes constantes p sont proportionnelles à la vitesse.
Un essai à U= 240 V a donné : vitesse 1 500 tr/mn; p= 2 100W.
Pour chacune des tensions suivantes :
240, 180, 120, 60 V, calculer :

1° La f.c.é.m. 2° La vitesse. 3° Le couple moteur. 4° Les pertes constantes. 5° Le rendement.

IV. Rhéostat de démarrage.

AVEC SOLUTION.

***12.** 08. — Déterminer complètement le rhéostat de démarrage d'un moteur à excitation indépendante. Valeurs nominales : U= 115 V, I_0= 40 A. La résistance de l'induit est R= 0,3 Ω et on admet un courant maximal de 100 A.

— Solution —

Chute de tension $u = 0{,}3.40 = 12$ V.

Raison de la progression : $q = \frac{I_d}{I_n} = \frac{100}{40} = 2{,}5$.

Nombre théorique de plots :

$$n = \frac{\log U - \log u}{\log q} = \frac{\log 115 - \log 12}{\log 2{,}5} = \frac{2{,}06 - 1{,}08}{0{,}4} = 2{,}5$$

On adoptera $N = 3$.

Nouvelle raison :

$$Q = \sqrt[3]{\frac{U}{u}} = \sqrt[3]{\frac{115}{12}} \simeq 2{,}1$$

Résistances totales :

Plot 3 : $R_3 = R = 0{,}3\,\Omega$

Plot 2 : $R_2 = 0{,}3.2{,}1 = 0{,}63\,\Omega$

Plot 1 : $R_1 = 0{,}63.2{,}1 = 1{,}32\,\Omega$

Vérification : $\frac{U}{R_1} = \frac{115}{1{,}32} = 87 < 100$.

Résistances partielles :

Entre 3 et 2 : $0{,}63 - 0{,}3 = 0{,}33\,\Omega$.

Entre 2 et 1 ; $1{,}32 - 0{,}63 = 0{,}69\,\Omega$.

et $R_h = 0{,}33 + 0{,}69 = 1{,}02\,\Omega$

A RÉSOUDRE.

***12.** 09. — Déterminer complètement le rhéostat démarrage d'un moteur à excitation indépendante fonctionnant sous 230 V et absorbant un courant nominal de 60 A. La résistance de l'induit est $R = 0{,}25\ \Omega$ et on admet un courant maximal de 90 A.

13

CIRCUIT MAGNÉTIQUE EN ALTERNATIF(1)

55. *Rappels essentiels.*

Nous conseillons vivement une révision complète des chapitres 32 (1e F, courant continu) et 8 (1e F, courant alternatif), dont nous donnons quelques extraits.

1° Inductance propre d'une bobine en forme de tore.

a) Dans l'air :

(15) $$\boxed{L_0 = \mu_0 \frac{N^2 S}{l}}$$

S en m^2
l en mètres
L en henrys

avec $\mu_0 = 4\pi.10^{-7}$.

b) En présence de fer :

(16) $$\boxed{L = \mu_r L_0}$$

soit : $L = \frac{\mu_r \mu_0 N^2 S}{l} = \frac{\mu_a N^2 S}{l}$.

μ_r = perméabilité relative.
μ_a = perméabilité absolue.

La formule 16 est seulement indicative puisque μ_r dépend non seulement de l'état d'aimantation actuel du noyau (saturation) mais aussi, du fait de l'hystérésis, des états d'aimantation antérieurs.

2° Inductance pure en alternatif. — *a*) L'équation différentielle $u = Li' + Ri$ se simplifie puisque R est nulle :

$$u = Li' = \frac{L\ di}{dt} = -e$$

(1) Ce chapitre est réservé aux électriciens, cependant les § 54 et 55 doivent être étudiés par tous pour application au transformateur.

→ la tension appliquée à une inductance pure est en opposition avec la f.é.m. auto-induite.

b) *En sinusoïdal.* — $u = U\sqrt{2}\cos\omega t$ soit $i' = \frac{u}{L} = \frac{U\sqrt{2}}{L}\cos\omega t$, le courant est une primitive de i' :

$$i = \frac{U\sqrt{2}}{L\omega}\sin\omega t = \frac{U\sqrt{2}}{L\omega}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

Valeur efficace : $I = \frac{U}{L\omega} = \frac{U}{X}$

Déphasage : $\varphi = +\frac{\pi}{2}$ (quadrature arrière avec la tension).

8° *Inductance résistante.* — Le courant est $I = \frac{U}{Z}$ avec $Z = \sqrt{X^2 + R^2}$. Lorsque l'inductance est à noyau de fer on peut le plus souvent négliger R :

$$R \ll X \qquad \text{donc} \qquad Z \simeq X$$

4° *Vérification sommaire.* — Plaçons une bobine [1] de 600 spires, dont la résistance totale est de 4Ω, sur un circuit magnétique feuilleté. Appliquons la même tension de 8 V en continu puis en alternatif 50 Hz (fig. 134).

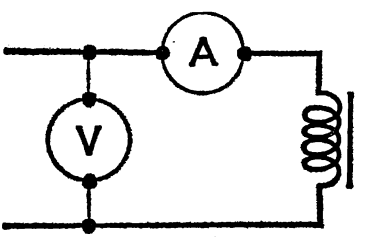


Fig. 134.

En continu nous lisons $I_c = 2$ A, soit $I = \frac{U}{R}$.

En alternatif : $I_a = 0{,}017$ A, la bobine a une impédance

$$Z = \frac{U}{I_a} = \frac{8}{0{,}017} = 470\,\Omega \text{ et } X = \sqrt{Z^2 - R^2} \simeq 470\,\Omega.$$

On a bien $X \gg R$.

56. *Formule de Boucherot.*

1° Force électromotrice induite dans une bobine par un flux sinusoïdal. — Soit Φ le flux instantané à travers une spire, puisqu'il est sinusoïdal son expression peut s'écrire :

$$\Phi = \Phi_m \sin\omega t$$

(1) On dit souvent « bobine de self » et même « self » par abréviation du terme « self-induction » (= auto-induction); c'est un non-sens consacré par l'usage.

La f.é.m. induite dans une bobine de N spires est :

$e = -N\frac{d\Phi}{dt} = -N\Phi'$, Φ' étant la dérivée du flux par rapport au temps, celle-ci est $\Phi' = +\omega\Phi_m \cos \omega t$ et

$$e = -N\omega\Phi_m \cos \omega t = N\omega\Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right).$$

2° **Phases de e et de Φ.** — Représentons graphiquement e et Φ (fig. 135) : e est en retard sur Φ d'un quart de période : e est en quadrature arrière avec Φ donc aussi avec l'induction b (graphique de Fresnel, fig. 136).

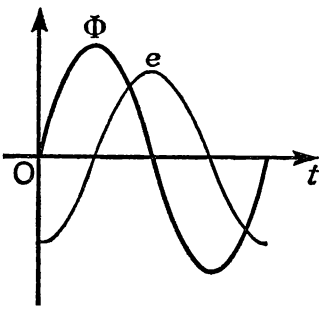


Fig. 135. — *Phases relatives du flux et de la f.é.m.*

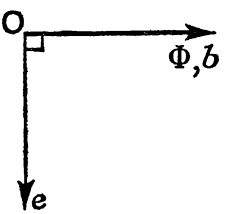


Fig. 136. — *La f.é.m. est en quadrature arrière.*

3° **Valeur efficace de E.** — La valeur maximale est atteinte quand le sinus vaut 1 soit : $E_m = N\omega\Phi_m$ et la valeur efficace est $E = \frac{N\omega\Phi_m}{\sqrt{2}}$.

Si S est la section d'une spire et B_m la valeur maximale de l'induction : $\Phi_m = B_m S$ et

$$E = \frac{N\omega B_m S}{\sqrt{2}}$$

On obtient la formule de Boucherot en remplaçant ω par $2\pi f$ et en calculant le coefficient numérique :

$$E = \frac{N.2\pi f.B_m S}{\sqrt{2}} \quad \text{avec} \quad \frac{2\pi}{\sqrt{2}} = 4{,}44 \text{ on a :}$$

(17) $\boxed{E = 4{,}44\ B_m NSf}$

B_m en teslas
S en m^2
f en hertz
E en volts

4° **Résultat pratique.** — Pour $B_m = 1$ T, $N = 1$, $S = 1$ dm^2 $= 0{,}01$ m^2, $f = 50$ Hz.

$$E = 4{,}44.1.1.0{,}01.50 = 2{,}22 \text{ V}$$

57. *Circuit magnétique idéal.*

Moyennant quelques hypothèses nous aurons un circuit magnétique idéal aux lois simples, nous reviendrons ensuite progressivement au circuit réel en abandonnant une à une nos simplifications.

1° **Hypothèses simplificatrices.** — a) *Il n'y a pas d'hystérésis.* — L'induction reprend, à champ décroissant, la même valeur qu'à champ croissant; la courbe d'aimantation n'est plus dédoublée et il n'y a plus de rémanent. Avec cette seule hypothèse la courbe aurait l'allure donnée (fig. 137).

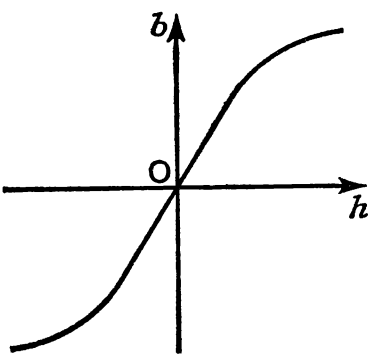


Fig. 137. — *Pas d'hystérésis.*

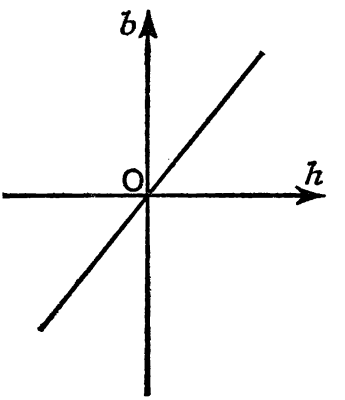


Fig. 138. — *Pas de saturation.*

b) *Il n'y a pas de saturation.* — La courbe précédente devient une droite passant par l'origine (fig. 138); les perméabilités relative et absolue sont constantes.

c) *La résistance de l'enroulement est négligée.* — La bobine se comporte comme une inductance pure, $Z = X = L\omega$. En outre les hypothèses *a* et *b* autorisent le calcul de L par la formule 16 ($\mu_r = C^{te}$).

d) Enfin nous supposons que les **pertes par courants de Foucault sont nulles;** au total, la bobine ne consomme aucune puissance active (pas de pertes joules, pas de pertes dans le fer).

2° **Application d'une tension sinusoïdale.** — *a) Courant.* — La bobine se comportant comme une inductance pure :

$$i = \frac{U\sqrt{2}}{L\omega}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right); \quad I = \frac{U}{L\omega}; \quad \varphi = +\frac{\pi}{2}$$

La puissance consommée est purement réactive : $Q = UI$.

b) *Champ magnétique.* — A chaque instant $h = \frac{Ni}{l}$, le champ et le courant sont donc rigoureusement proportionnels et en phase; ils sont tous deux en quadrature arrière avec u.

En valeurs efficaces : $H = \frac{NI}{l}$

c) *Induction.* — La résistance étant négligée $u = -e$ soit pour les valeurs efficaces $U = E$, il en résulte que :

→ u et e sont en opposition, b et Φ sont en quadrature arrière avec u;

→ la formule de Boucherot peut s'appliquer avec la tension : $U = E = 4{,}44\ B_m N S f$.

Finalement pour un circuit magnétique idéal : i, h et b sont en phase entre eux et en quadrature arrière avec u (fig. 139).

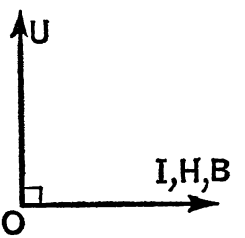


Fig. 139.

d) *L'induction est proportionnelle au courant.* — La courbe d'aimantation étant une droite, l'induction est proportionnelle au champ : $b = \mu_0\mu_r h$, comme le champ est proportionnel à i, il en est de même de b. On obtient :

$$b = \mu_0\mu_r \frac{Ni}{l} \text{ soit en valeurs maximales}$$

$$B_m = \mu_0\mu_r H_m = \mu_0\mu_r \frac{NI_m}{l}.$$

Le point P représentant l'état magnétique du circuit se déplace sur la droite d'aimantation entre deux points A ($+H_m$; $+B_m$) et A' ($-H_m$; $-B_m$) symétriques par rapport à 0 (fig. 140).

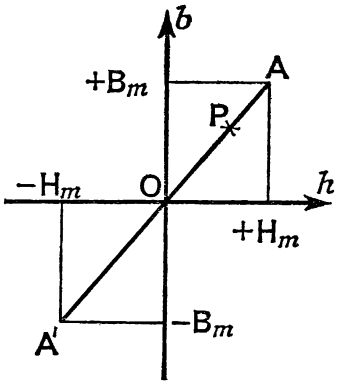


Fig. 140.

* 58. *Circuit magnétique réel.*

1° Abandon des deux premières hypothèses.

a) *Saturation.* — L'induction et le champ ne sont plus proportionnels puisque la courbe d'aimantation n'est plus une droite.

b) *Hystérésis.* — La courbe est dédoublée (cycle), l'induction et le champ sont maximaux simultanément **mais ne s'annulent plus en même temps** (fig. 141), si l'une de ces grandeurs est sinusoïdale l'autre ne peut l'être.

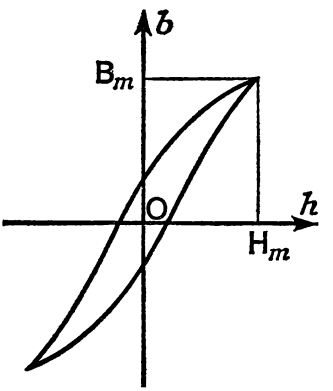


Fig. 141. — *Le champ et l'induction ne sont plus nuls simultanément.*

c) *Résistance de la bobine et courants de Foucault.* — Provisoirement, nous continuons à les négliger.

2° Application d'une tension sinusoïdale. — a) *Induction* — La formule de Boucherot a été établie sans aucune hypothèse restrictive quant à la saturation et l'hystérésis, comme de plus la résistance est encore négligée, on a toujours :

$$U = E = 4{,}44\ B_m N S f$$

et b est toujours en quadrature arrière avec u.

b) *Champ magnétique.* — Il n'est plus sinusoïdal et par conséquent il ne peut être question, en toute rigueur, de parler de déphasage. Cependant pour faciliter l'étude nous considérerons un « *déphasage moyen* » φ_h par rapport à la tension.

c) *Courant.* — h et i restent proportionnels et en « phase », la courbe du courant a même allure que celle du champ (voir § *d*). L'hystérésis consommant un peu de puissance active celle-ci n'est plus nulle : $P = UI \cos\varphi \neq 0$, soit $\cos\varphi \neq 0$ et $\varphi_h < \frac{\pi}{2}$.

L'hystérésis décale le courant (et h) en avant d'un angle α par rapport à l'induction (fig. 142).

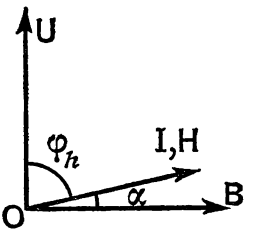


Fig. 142. — *L'hystérésis décale I et H en avant de B.*

d) *Construction de la courbe $h = f(t)$.* — Nous représentons (fig. 143) les deux courbes connues :

$b = f(t)$ sinusoïde en fonction du temps;
$b = f(h)$ cycle d'hystérésis.

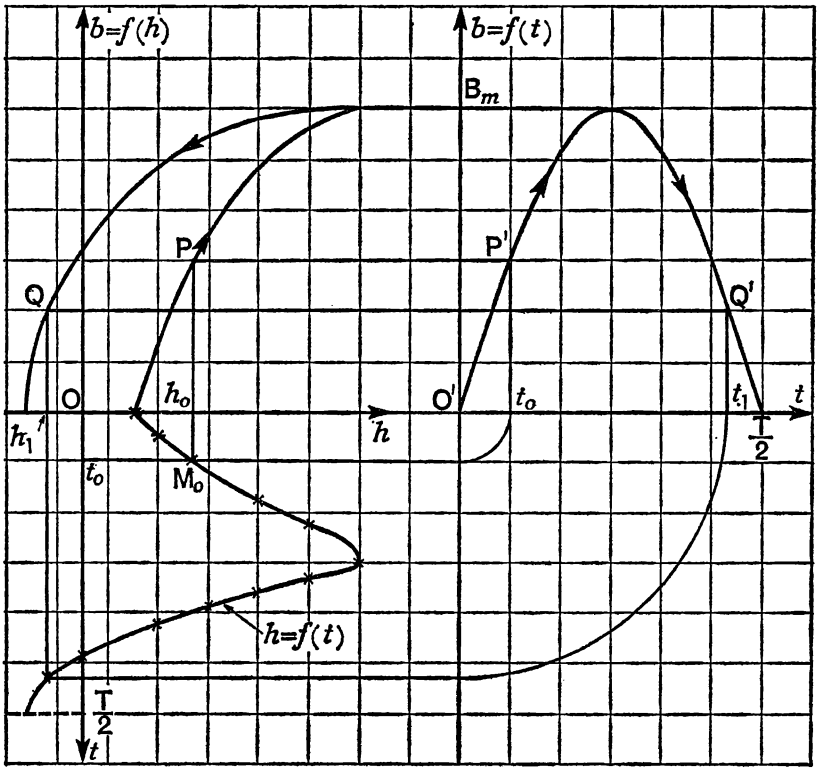


Fig. 143. — *Construction de* $h = f(t)$.

Pour une valeur donnée de B (points P et P′) nous relevons les abscisses t_0 et h_0; le report de celles-ci dans le système d'axes tOh donne le point M_0 (t_0, h_0).

La construction est effectuée pour l'alternance positive de b.

La courbe obtenue représente aussi i (au facteur $\frac{l}{N}$ près).

3° Influence des courants de Foucault. — La perte de puissance active qu'ils produisent entraînent une nouvelle diminution du déphasage, $\varphi < \varphi_h < \frac{\pi}{2}$ c'est-à-dire une **ouverture de l'angle** α (fig. 144).

Pour avoir un graphique clair nous avons exagéré α.

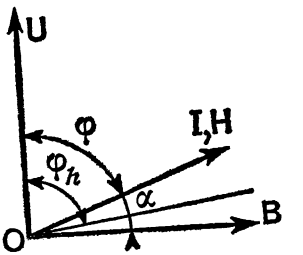


Fig. 144. — *α est l'angle d'avance dû aux pertes dans le fer.*

4° **Schéma équivalent.** — Le plus simple est de considérer que le total des pertes par hystérésis et courants de Foucault se produit non dans le circuit magnétique mais dans une **résistance fictive** R_f en parallèle avec l'inductance pure de la bobine. Cette résistance est définie par la puissance perdue P :

$$R_f = \frac{U^2}{P}$$

Le schéma équivalent est celui de la figure 145 où le courant I se partage entre deux dérivations :

— dans l'inductance : I_r purement réactif;

— dans R_f : I_a purement actif.

Dans la mesure où l'on peut admettre que le courant I_r reste sinusoïdal, on a les relations :

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_r^2}$$

$$I_r = I \sin\varphi = I \cos\alpha \qquad I_a = I \cos\varphi = I \sin\alpha \text{ (fig. 146)}$$

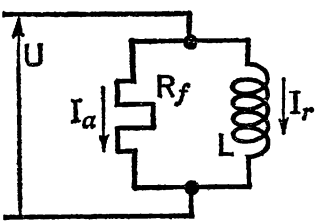


Fig. 145. — *Schéma équivalent.*

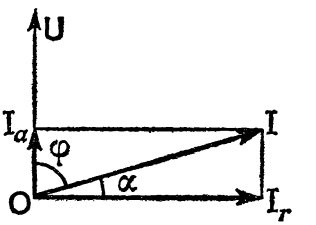


Fig. 146. — *Graphique des courants.*

Il faut bien comprendre que le **circuit est redevenu idéal** mais que le courant magnétisant n'est plus que $I_r < I$.

Le circuit consomme alors une puissance active $P = UI\cos\varphi$ et une puissance réactive $Q = UI\sin\varphi$. Si l'angle φ est de 75° environ : $\cos\varphi \simeq 0{,}26$ et $\sin\varphi \simeq 0{,}96$, le circuit reste donc nettement réactif.

5° **Influence de la résistance de l'enroulement :**

Elle crée une chute de tension RI, il faut donc, pour avoir la tension utile U entre les bornes de l'inductance pure magnétisante appliquer une tension $U' > U$. Compte tenu des déphasages réels l'écart numérique des valeurs efficaces est toujours faible.

Le schéma équivalent complet (fig. 147) comporte trois éléments purs : R, R_f et L. En partant de la tension U il est facile de trouver U' (fig. 148), en ajoutant vectoriellement $\overrightarrow{RI}$ à $\vec{U}$ mais le problème inverse ne peut être résolu que par tâtonnements.

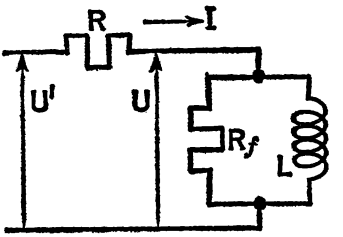


Fig. 147. — *Schéma complet.*

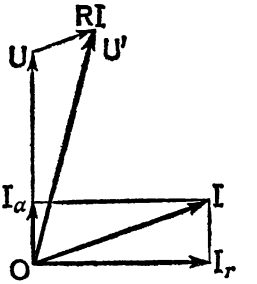


Fig. 148. — *Construction de U'.*

* 59. *Idée sur le calcul d'un circuit.*

En général la tension est imposée et la fréquence connue, il reste 3 inconnues dans la formule de Boucherot : B_m, N et S.

La valeur maximale de l'induction est conditionnée par les pertes dans le fer. Rappelons que celles-ci sont pratiquement proportionnelles au carré de B. D'autre part une trop grande valeur B_m entraîne un champ (et un courant) excessif du fait de la saturation. La valeur de B_m varie suivant les utilisations mais dans des limites assez étroites : 1 à 2 T. Finalement il ne reste que deux grandeurs à déterminer : N et S. On calcule NS avec les données :

$$NS = \frac{U}{4{,}44\ B_m f}$$

Le partage du produit NS en ses deux facteurs se fait à l'aide de considérations technologiques : dimensions raisonnables du circuit magnétique, logement du fil dans la « fenêtre », c'est-à-dire entre les noyaux et résistance du bobinage.

On effectue les calculs pour plusieurs valeurs de S et on choisit les résultats à retenir.

* 60. *Comportement avec ampères-tours continus.*

1° Notions de perméabilité dynamique. — *a*) Considérons un circuit magnétique (fig. 149) sur lequel on a placé deux enroulements comportant N_c et N_a spires, par exemple $N_c = 5000$ et $N_a = 100$

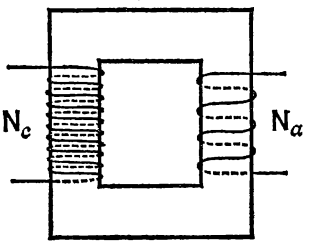


Fig. 149.

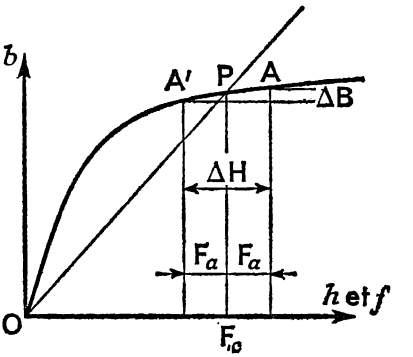


Fig. 150. — *Perméabilité dynamique.*

Alimentons N_c avec du continu soit $I_c = 0{,}2$ A, ce qui donne une force magnétomotrice $F_c = N_c I_c = 1\,000$ A.T., nous appelons P la point correspondant de la courbe d'aimantation (fig. 150).

Alimentons maintenant N_a en alternatif de façon que le courant **maximal** soit $I_a = 2$ A, le produit $N_a I_a$ est $F_a = 200$ A.T.; F_a variable, s'ajoute algébriquement à F_c et la force magnétomotrice totale varie entre $1\,000 - 200 = 800$ A.T. et $1\,000 + 200 = 1\,200$ A.T. Sur la courbe le point correspondant « excursionne » entre les deux points extrêmes A et A'. Il est évident que la perméabilité moyenne qui intéresse ce mode de fonctionnement en alternatif n'est pas la pente de la droite OP mais celle, très différente, de A'A. Cette perméabilité est appelée **dynamique.**

b) *Définition.* — **La perméabilité dynamique absolue est le quotient de la variation ΔB de l'induction par la variation de champ ΔH qui l'a produite :**

$$\mu_d = \frac{\Delta B}{\Delta H}$$

c) On constate sans peine que μ_d dépend et du point de « repos » P correspondant à la force magnétomotrice continue et de **l'amplitude de « l'excursion »,** autour de P, due à la force magnétomotrice alternative.

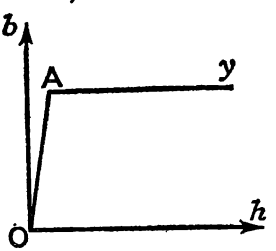


Fig. 151.

2° Variations de la perméabilité dynamique et de la réactance de la bobine alternative. — Nous avons schématisé la courbe d'aimantation correspondant aux matériaux habituellement utilisés (fig. 151).

Si P est sur la portion OA, la perméabilité dynamique est grande : de l'ordre de 10 000 fois μ_0 (et même jusqu'à 50 000).

Si P est sur Ay, la perméabilité dynamique est très faible : quelques dizaines de fois μ_0.

Le rapport de ces deux valeurs peut atteindre 500. Il en est de même des inductances (et des réactances) correspondantes de l'enroulement alternatif.

EXEMPLE. — Si la tension est U = 220 V et la réactance X = 5 000 Ω pour la partie OA : le courant sera $I = \frac{220}{5\,000} = 0{,}044$ A, alors que sur Ay : $X' = \frac{5\,000}{500} = 10\,\Omega$ et $I' = \frac{220}{10} = 22$ A.

On voit l'intérêt d'un tel système : faire varier l'impédance et le courant du circuit alternatif en agissant sur un courant continu de faible valeur.

On dit que la bobine alternative est une « **self saturable** ».

3° **Description d'un dispositif pratique.** — Le système élémentaire de la figure 149 est pratiquement inutilisable. Le système utilisé (1) peut être du type cuirassé à trois noyaux (fig. 152), le noyau central (2) porte l'enroulement continu et les deux autres (1 et 3) un enroulement alternatif. Les enroulements alternatifs sont bobinés et couplés de façon que, à un instant quelconque, leurs ampères-tours produisent des flux de même sens, le flux alternatif résultant ne traverse pas le noyau central.

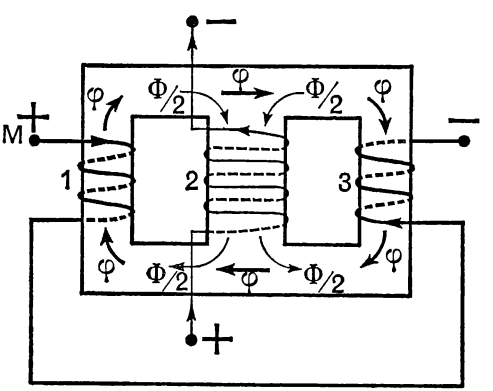


Fig. 152. — *Les flux « s'ajoutent » dans le noyau 1 et se « retranchent » dans le noyau 3.*

Nous ne pouvons entrer dans les détails du fonctionnement, remarquons seulement qu'à l'instant où M est la borne positive le flux dans le noyau 1 résulte de l'addition des ampères-tours (2) continus et alternatifs tandis que le flux dans le noyau 3 résulte de leur différence. Les noyaux sont donc saturés à tour de rôle et non simultanément.

(1) Il y a des variantes.
(2) Rappelons que, à cause de la saturation, on ne peut additionner des flux.

3° **Applications.** — a) *Interrupteur sans étincelles.* — Montons une self saturable en série avec une charge (fig. 153) : sans A.T. continus sur (OA) la réactance X étouffe le courant; avec beaucoup d'A.T. continus (sur Ay) le courant est important.

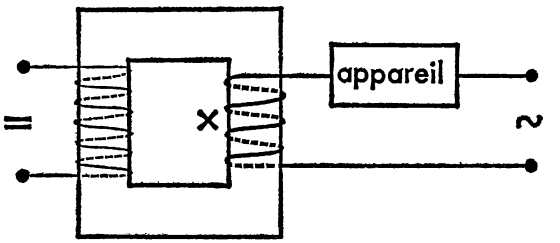


Fig. 153.

La self fonctionne comme un interrupteur (imparfait).

b) *Amplificateur à courant continu.* — En couplant convenablement les enroulements « alternatifs » et des redresseurs on peut obtenir dans une charge un courant unidirectionnel qui variera proportionnellement au courant continu de commande mais pourra être beaucoup plus grand par exemple 100 fois pour un rapport de nombres de spires $\frac{\text{continu}}{\text{alternatif}} = \frac{N_c}{N_a} = 100$, on dit que le gain du système est égal à 100.

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

13. 01. — Complétez le tableau compte tenu des données de la première ligne et de la formule de Boucherot.

B_m	N	S	f	E
1	1	10^{-2}	50	2,22
1,5	1	10^{-2}	50	...
1,2	100	10^{-2}	50	...
1	200	10^{-2}	100	...
1,4	100	...	50	220
2	50	...	50	127
...	100	10^{-2}	25	111

13. 02. — Une bobine à noyau de fer a été calculée pour fonctionner à $B_m = 0,9$ T (courbe A, p. 8). Par combien le courant est-il multiplié si $B_m = 1,8$ T? Conclure qu'il est impensable que, même pendant quelques secondes, l'induction pour laquelle un circuit est calculé, puisse être doublée.

13. 03. — Un circuit a été calculé pour 50 Hz. Peut-il avec la même tension, fonctionner à 100 Hz? à 25 Hz?

13. 04. — Un circuit a été calculé pour 220 V, 50 Hz. Quelle tension a-t-on le droit d'appliquer à 25 Hz? à 100 Hz? Conclusion : pour un circuit déterminé...

II. AVEC SOLUTION.

13. 05. — Un circuit magnétique idéal (courbe A, p. 8) a les dimensions suivantes : $l = 0,5$ m, $S = 6$ cm^2. On veut qu'il soit traversé par un flux maximal de 1 mWb. La tension disponible est $U = 220$ V, $f = 50$ Hz. Calculer :

1° Le nombre de spires de l'enroulement.

2° Le courant magnétisant.

— SOLUTION —

1° Induction maximale : $B_m = \frac{\Phi_m}{S} = \frac{10^{-3}}{6.10^{-4}} = 1,67$ T.

Nombre de spires : $N = \frac{U}{4,44\ B_m S f} = \frac{220}{4,44.1,67.6.10^{-4}.50} \simeq 1\,000$

2° Courant magnétisant :

Sur la courbe $B_m = 1,67$ T $\rightarrow H_m = 5\,000$ A/m.

$F_m = H_m l = 5\,000.0,5 = 2\,500$ AT $= NI_m$

$I_m = \frac{F_m}{N} = \frac{2\,500}{1\,000} = 2,5$ A

Nous allons calculer la valeur efficace du courant en supposant celui-ci sinusoïdal (ce qui n'est pas)

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{2,5}{\sqrt{2}} \simeq 1,77 \text{ A}$$

13. 06. — Les pertes dans le fer du circuit précédent (13. 05) sont de 40W. Calculer la résistance fictive équivalente R_f, le courant correspondant et le courant total.

— Solution —

$$R_f = \frac{U^2}{p} \qquad \frac{220.220}{40} \simeq 1\,200\,\Omega$$

$$I_a = \frac{220}{1\,200} = 0{,}18 \text{ A}$$

$$I = \sqrt{I_r^2 + I_a^2} \simeq 1{,}8 \text{ A}.$$

III. A RÉSOUDRE.

***13. 07. — On veut fabriquer une bobine à noyau de fer (circuit sans entrefer, courbe A) pouvant être utilisée à la fois en 220 V, 50 Hz et en 127 V, 25 Hz. Calculer :**

1° La section qu'il faut donner au fer pour avoir $B_m = 1{,}4$ T à 50 Hz si N = 500 spires.

2° Le courant efficace magnétisant si la longueur de la ligne de force moyenne est de 0,8 m.

3° L'induction maximale et le courant efficace en 25 Hz.

4° Les puissances réactives consommées dans les 2 modes d'utilisation.

N.B. **— Pas de pertes, le courant est supposé sinusoïdal.**

***13. 08. — Une bobine est placée sur un circuit en fer doux. Sa résistance est de 5 Ω. Un essai à 50 Hz sous 127 V a donné :**

$$I = 2 \text{ A} \qquad P = 80 \text{ W}$$

Calculer :

1° Les pertes joules. 2° Les pertes dans le fer. 3° Le facteur de puissance.

14

LE TRANSFORMATEUR

61. *Intérêt.*

1° **Rôle.** — Le transformateur permet d'obtenir un changement de tension alternative avec un excellent rendement : on pourra, par exemple, passer de 5 000 V à 220 V ou inversement avec des pertes n'atteignant pas 1 % de la puissance transformée.

2° **Nécessité.** — Le transport de l'énergie ne peut se faire qu'en haute tension, il faudra donc élever la tension fournie par les générateurs avant de la transporter. La haute tension est très dangereuse et nécessite une isolation exceptionnelle entre conducteurs, il n'est alors pas question d'alimenter une installation domestique en 150 000 V! Il sera donc nécessaire après transport, d'abaisser la tension avant de la distribuer. Seuls des transformateurs peuvent réaliser ces opérations d'une façon économique.

3° **Impossibilité du transport en basse tension.** — Avec un exemple extravagant dont l'absurdité sera convaincante, nous allons montrer cette impossibilité.

Soit à transporter une puissance P = 2 000 kW à une distance de 50 km (avec cette puissance on pourrait à peu près alimenter une ville de 5 000 habitants, sans usine).

a) Choisissons une tension de transport U = 200 000 V.

Courant : $I = \frac{2\,000\,000}{200\,000} = 10$ A.

Section du fil avec $\Delta = 5$ A/mm² $S = \frac{10}{5} = 2$ mm².

Résistance de la ligne avec $\rho = 2.10^{-8}\Omega$m (pour avoir des calculs simples).

$$R = \frac{\rho l}{S} = \frac{2.10^{-8}.100\,000}{2.10^{-6}} = 1\,000\Omega \text{ (2 fils)}$$

Chute de tension en ligne : $u = RI = 1\,000.10 = 10\,000$ V

soit en % de U : $\frac{10\,000}{200\,000} = 0{,}05 \rightarrow 5$ %

puissance perdue en ligne : $p = RI^2 = 1\,000.100 = 100\,000$ W

soit en % de P : $\frac{100\,000}{2\,000\,000} = 0{,}05 \rightarrow 5$ %

ces valeurs sont raisonnables.

b) Essayons avec une tension U′ = 200 V.

Courant $I' = \frac{P}{U'} = \frac{2\,000\,000}{200} = 10\,000$ A.

Section du fil $S' = \frac{I'}{\Delta} = \frac{10\,000}{5} = 2\,000$ mm².

Résistance $R' = \frac{\rho l}{S'} = \frac{2.10^{-8}.100\,000}{2.10^{-3}} = 1\,\Omega$.

Chute de tension $u' = R'I' = 1.10\,000 = 10\,000$ V.

Puissance perdue : $p' = R'I'^2 = 1.10^8 = 100\,000\,000$ W.

On aurait donc $u' > U'$ et $p' > P$.

Le transport dans ces conditions est irréalisable.

c) Imposons-nous $u = 5\,\%\,U$ comme en *a*) mais avec U = 200 V :

$$u = \frac{5}{100}.200 = 10 \text{ V}$$

Résistance de la ligne : $R'' = \frac{10}{10\,000} = 1$ mΩ.

Section $S'' = \frac{\rho l}{R''} = \frac{2.10^{-8}.10^5}{10^{-3}} = 2$ m².

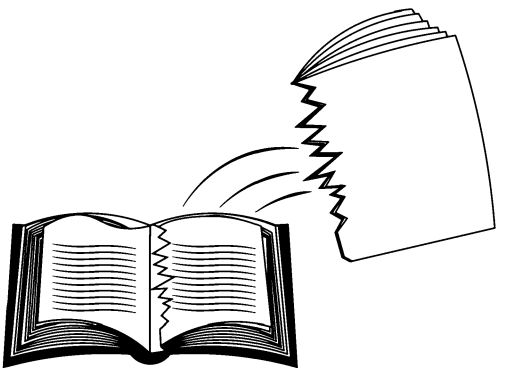
On imaginera sans peine le coût de la ligne !

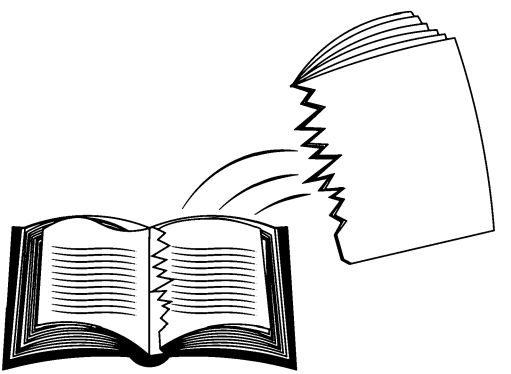
En basse tension il est impossible de transporter l'énergie électrique à grande distance.

62. *Description.*

1° Le transformateur est constitué par deux enroulements, électriquement indépendants et, placés sur un circuit magnétique unique (fig. 154).

2° **Circuit magnétique.** — Il est traversé par un flux alternatif, — pour réduire les pertes par courants de Foucault, il est feuilleté : tôles minces de 0,8 à 0,4 mm isolées par du vernis (ou du papier);





65. *Transformateur parfait en charge.*

1° Induction maximale. — Résistances et fuites étant toujours négligées, quel que soit le courant I_1 il n'y a pas de chute de tension et $u_1 = -e_1$ soit $U_1 = E_1$, la formule de Boucherot s'applique encore à la tension. L'induction maximale $B_m = \frac{U_1}{4{,}44\ N_1 S f}$ a donc la même valeur qu'à vide, le flux à travers la section droite est également inchangé :

Le flux à travers le circuit magnétique d'un transformateur est indépendant de la charge.

2° Tensions. — Le flux étant inchangé, il en est de même des f.é.m. et leur rapport est toujours $\frac{N_2}{N_1}$; les chutes de tension primaire et secondaire étant nulles, ce rapport est encore celui des tensions, c'est le même qu'à vide.

(18) $$\boxed{\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} = m}$$

ou encore $$U_2 = mU_1$$

3° Ampères-tours. — Pour atteindre une induction donnée il faut toujours le même nombre total d'ampères-tours :

$$b \text{ identique} \Rightarrow \sum Ni \text{ identique}$$

Ce nombre total est la somme des A.T. primaires et secondaires $\sum Ni = N_1 i_1 + N_2 i_2$, c'est aussi le nombre d'A.T. qu'il y avait à vide (avec $i_2 = 0$; $i_1 = i_0$) pour la même induction :

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = N_1 i_0$$

comme I_1 est beaucoup plus grand que i_0, $N_1 i_1 \gg N_1 i_0$ et la somme $N_1 i_1 + N_2 i_2$ ne peut être égale à $N_1 i_0$ que si $N_2 i_2$ et $N_1 i_1$ sont de signes contraires :
les A.T. secondaires, conséquence de la f.é.m. induite, s'opposent aux A.T. primaires qui en sont la cause (Loi de Lenz).

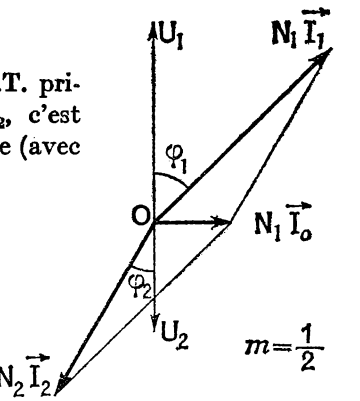


Fig. 159. — *Graphique des ampères-tours. (La valeur donnée à $N_1 I_1$ est excessive.)*

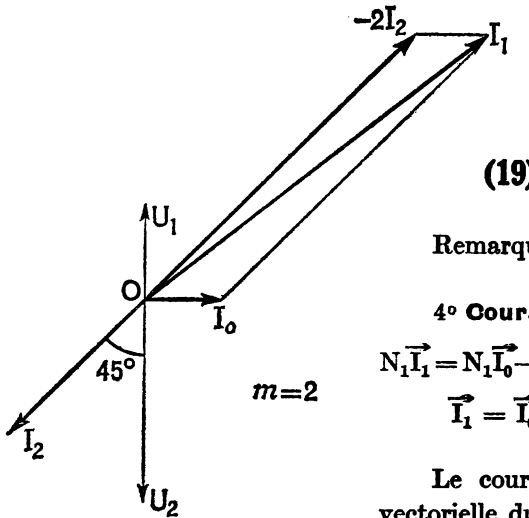


Fig. 159 bis. — *Construction de I_1.*

Dans la mesure où les courants restent à peu près sinusoïdaux, on peut écrire la relation de Fresnel (fig. 159) :

$$\textbf{(19)}\quad \boxed{N_1\vec{I}_0 = N_1\vec{I}_1 + N_2\vec{I}_2}$$

Remarquons (fig. 159) que $\varphi_1 > \varphi_2$.

4° **Courants.** — Calculons $\vec{I}_1$:

$N_1\vec{I}_1 = N_1\vec{I}_0 - N_2\vec{I}_2$ soit en divisant par N_1,

$$\vec{I}_1 = \vec{I}_0 - \frac{N_2}{N_1}\vec{I}_2 = \vec{I}_0 - m\vec{I}_2$$

Le courant primaire est la somme vectorielle du courant fictif $\vec{I}'_2 = -m\vec{I}_2$ et du courant $\vec{I}_0$.

$$\boxed{\vec{I}_1 = \vec{I}_0 + \vec{I}'_2}$$

Exemple : $I_2 = 5$ A (déphasé sur U_2 de 45°), $m = 2$.
$I_0 = 2$ A (valeur exagérée); on trouve (fig. 159 bis).
$I'_2 = 2.5 = 10$ A et $I_1 = 11{,}5$ A.

66. *Transformateur idéal.*

Pour mettre en évidence des résultats simples qui seront **presque vrais** pour un transformateur réel nous ajoutons une quatrième hypothèse : **le courant magnétisant I_0 est négligeable.**

1° **Nouvelle approximation.** — Le courant à vide I_0 est de l'ordre du vingtième $\left(\frac{1}{20}\right)$ du courant primaire à pleine charge : nous allons négliger N_1I_0 devant l'un ou l'autre des deux termes N_1I_1 et N_2I_2 :

$$\textbf{(20)}\qquad \boxed{N_1\vec{I}_1 + N_2\vec{I}_2 = 0}$$

soit $\vec{I}_1 = -\frac{N_2}{N_1}\vec{I}_2 = -m\vec{I}_2 = \vec{I}'_2$.

— Dans un transformateur idéal $\vec{I}_1$ et $\vec{I}_2$ (ou i_1 et i_2) sont en opposition.

— Le rapport des valeurs efficaces est :

$$\text{(21)} \qquad \boxed{\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{m}}$$

on a aussi $I_1 = mI_2$.

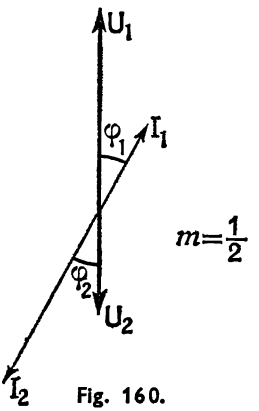


Fig. 160.

2° **Déphasages.** — Les tensions d'une part, les courants d'autre part étant en opposition, les angles $\varphi_1 = (\overrightarrow{I_1}\ \overrightarrow{U_1})$ et $\varphi_2 = (\overrightarrow{I_2}, \overrightarrow{U_2})$ sont égaux parce qu'opposés par le sommet (fig. 160) :

$$\varphi_1 = \varphi_2 \Rightarrow \cos\varphi_1 = \cos\varphi_2 \text{ et } \sin\varphi_1 = \sin\varphi_2$$

3° **Puissances apparentes.** — Multiplions membre à membre (18) par (21) :

$$\frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_1}{N_2} = 1 \quad \text{soit} \quad U_2I_2 = U_1I_1.$$

$$\boxed{S_1 = S_2}$$

Les puissances apparentes primaire et secondaire sont égales.

4° **Puissances actives :**

$S_1 = S_2$ et $\cos\varphi_1 = \cos\varphi_2$ conduisent à
$P_1 = S_1\cos\varphi_1 = S_2\cos\varphi_2 = P_2$.

$$\boxed{P_1 = P_2}$$

Les puissances actives primaire et secondaire sont égales.
Le rendement du transformateur idéal est :

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1$$

5° **Puissances réactives :**

$$Q_1 = S_1\sin\varphi_1 \quad \text{et} \quad Q_2 = S_2\sin\varphi_2 \quad \text{donc}$$

$$\boxed{Q_1 = Q_2}$$

6° **Le transformateur est auto-régulateur.** — a) *De courant.* — L'égalité $N_1I_1 = N_2I_2$ montre que I_1 double si I_2 double.

b) *De puissance.* $P_1 = P_2$, le transformateur parfait prélève sur le réseau la puissance qui lui est demandée au secondaire.

PROBLÈMES

NOTE. — Tous les transformateurs sont parfaits. Selon les problèmes I_0 est ou non négligé.

I. EXERCICES SIMPLES.

14. 01. — Compléter le tableau ci-dessous :

N_1	N_2	U_1	U_2	I_1	I_2
150	450	5 000	...	210	...
1 200	...	30 000	...	50	200
...	200	110	220	40	...
1 000	15	220	...	...	100

14. 02. — Compléter le tableau ci-dessous :

U_2	I_2	$\cos \varphi_2$	S_2	P_2
5 000	4	0,8	..	...
220	...	...	5 500	4 950
...	25	0,7	...	3 500
24	...	0,9	480	...

14. 03. — On donne $U_1 = 220$ V, $I_1 = 25$ A, $\cos \varphi_1 = 0{,}8$. Calculer S_1, P_1 et Q_1.

14. 04. — Si l'on tient compte de I_0 en quadrature avec U_1 que deviennent les égalités ci-dessous?

$$\frac{U_2}{U_1} = m \qquad \frac{I_1}{I_2} = m \qquad P_1 = P_2 \qquad Q_1 = Q_2 \qquad S_1 = S_2$$

II. AVEC SOLUTION.

14. 05. — Un transformateur idéal ($I_0 = 0$) doit être relié à un réseau 20 kV, 50 Hz et donner au secondaire une tension de 220 V. Le fer a une section utile 5 dm² et doit « travailler » à une induction de 1,1 T. Calculer :

1° Le nombre de spires au primaire.

2° Le nombre de spires au secondaire.

3° Les différentes puissances primaires et secondaires qui correspondent à un débit $I_2 = 150$ A sous un cos φ_2 de 0,9.

4° Le courant primaire.

— Solution —

1° $$N_1 = \frac{U_1}{4{,}44\, B_m S f} = \frac{20\,000}{4{,}44.1{,}1.5.10^{-3}.50} = 1\,640 \text{ spires}$$

2° $$N_2 = N_1 \frac{U_2}{U_1} = 1\,640 \frac{220}{20\,000} = 18 \text{ spires}$$

3° $$S_1 = S_2 = U_2 I_2 = 220.150 = 33 \text{ kVA}$$
$$P = P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 = 33.0{,}9 = 29{,}7 \text{ kW}$$
$$\cos \varphi_2 = 0{,}9 \rightarrow \sin \varphi_2 = 0{,}436$$
$$Q_1 = Q_2 = S_2 \sin \varphi_2 = 33.0{,}436 = 14{,}4 \text{ kvar}$$

4° $$I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2 = \frac{18}{1\,640} 150 = 1{,}64 \text{ A}$$

14. 06. — Le courant primaire $I_0 = 5$ A d'un transformateur de rapport $m = 2$, n'est pas négligé. Déterminer le courant primaire I_1 quand le courant secondaire, en phase avec U_2 est $I_2 = 40$ A.

— Solution —

Le courant primaire d'un transformateur idéal serait :

$$I_1' = mI_2 = 80 \text{ A en phase avec } U_1$$

le courant réel est $\overrightarrow{I_1} = \overrightarrow{I_1'} + \overrightarrow{I_0}$.

I_0 étant en quadrature avec U_1 et I'_1, on a :

$$I_1 = \sqrt{I'^2_2 + I^2_0} = \sqrt{6\,400 + 25} = 80{,}15 \text{ A}$$

III. A RÉSOUDRE.

14. 07. — Le secondaire d'un transformateur idéal ($I_0 = 0$) débite 15 A sous une tension de 5 000 V et avec un facteur de puissance cos $\varphi_2 = 0{,}8$. Le rapport des nombres de spires est $m = 22{,}7$. Calculer.

1° Les puissances secondaires apparente, active et réactive.

2° Les grandeurs primaires U_1, I_1 et cos φ_1.

14. 08. — Un transformateur 220/110 V (220 est la tension primaire) fournit un courant secondaire de 12 A.

1° En négligeant I_0 :

***a*) Calculer le courant primaire et les puissances apparentes.**

***b*) Calculer les puissances active et réactive pour les cos φ_2 suivants 1 — 0,8, 0,6, — 0,5.**

2° Déterminer graphiquement pour cos $\varphi_2 = 0{,}8$ le courant primaire réel sachant que $I_0 = 0{,}5$ A.

15

TRANSFORMATEUR RÉEL EN CHARGE

67. *Étude expérimentale.*

1° **Matériel.** — Nous utilisons un transformateur de 4kVA, 220/120 V, 50 Hz. Tant au secondaire qu'au primaire sont mesurées : la tension, l'intensité et la puissance. La charge est constituée par un rhéostat et une « self » réglable montés en parallèle. Nous pouvons ainsi obtenir de cos $\varphi = 1$ avec le rhéostat seul, à cos $\varphi \simeq 0{,}3$ avec la « self » seule (fig. 161).

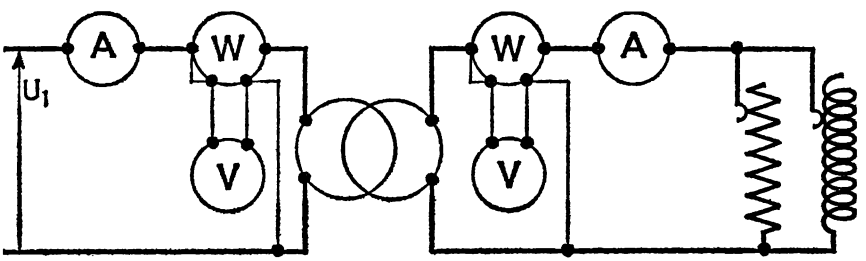


Fig. 161. — *Mesures en charge.*

2° **Mesures.** — Pour cos $\varphi_2 = 1$ nous faisons varier le courant secondaire de 0 à 30 A, le primaire étant alimenté sous tension constante 220 V, 50 Hz.

3° **Résultats.** — Outre les mesures nous portons dans le tableau les calculs suivants : le rapport $\frac{I_1}{I_2}$; le facteur de puissance primaire cos $\varphi_1 = \frac{P_1}{U_1 I_1}$; le rendement $\eta = \frac{P_2}{P_1}$. La charge étant purement résistante : cos $\varphi_2 = 1$, nous ne e portons pas dans le tableau.

Mesures						Calculs		
I_2	U_2	P_2	I_1	P_1	U_2/U_1	I_1/I_2	$\cos \varphi_1$	η %
0	120	0	2,1	90	0,545	∞	0,195	0
5	119	590	3,9	685	0,541	0,780	0,685	86
15	117	1 750	8,9	1 890	0,532	0,594	0,965	92,5
30	114	3 400	17	3 680	0,518	0,567	0,985	92,5

68. *Étude des résultats.*

1° **Rapport de transformation.** — a) *Variations.* — A vide c'est $m = \frac{N_2}{N_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{120}{220} = 0{,}545$; au fur et à mesure que la charge I_2 du secondaire croît le rapport $\frac{U_2}{U_1}$ **diminue mais peu.** Le transformateur est de moins en moins parfait pour les tensions.

b) *Causes.* — Par suite des fuites magnétiques, le flux traversant le primaire ne se retrouve pas en totalité dans le secondaire et $E_2 < mE_1$ soit $\frac{E_2}{E_1} < m$; de plus une chute de tension due à la résistance des enroulements se produit tant au primaire qu'au secondaire et l'on a simultanément :

$$U_1 > E_1 \quad \text{et} \quad U_2 < E_2$$

Finalement :

$$\frac{U_2}{U_1} < \frac{E_2}{E_1} < m \quad \Rightarrow \quad \frac{U_2}{U_1} < m$$

2° **Rapport des courants.** — a) *Variations.* — Le rapport $\frac{I_1}{I_2}$ est supérieur à m mais décroît et se rapproche de la valeur théorique $m = 0{,}545$ quand I_2 augmente.

b) *Causes.* — Le courant $\vec{I_0}$ s'ajoute vectoriellement à $\vec{I'_2} = -m\vec{I_2}$ pour donner $\vec{I_1} = \vec{I_0} + \vec{I'_2}$, on a donc $I_1 > mI_2$. Quand I_2 augmente, I_0 reste invariable et son importance relative diminue, le rapport $\frac{I_1}{I_2}$ tend vers m tout en lui restant supérieur :

$$\frac{I_1}{I_2} > m \quad \text{ou} \quad \frac{I_2}{I_1} < \frac{1}{m}$$

3° **Puissance apparente.** — Multiplions $\frac{U_2}{U_1} < m$ par $\frac{I_2}{I_1} < \frac{1}{m}$, nous trouvons :

$$\frac{S_2}{S_1} = \frac{U_2 I_2}{U_1 I_1} < 1$$

le transformateur consomme un peu plus de puissance apparente qu'il n'en fournit.

Par exemple pour $I_2 = 15$ A (3e ligne du tableau) :

$$S_1 = 220.8{,}9 = 1\,958 \text{ VA} \quad \text{et} \quad S_2 = 117.15 = 1\,755 \text{ VA}$$

4° **Facteur de puissance :** — Au secondaire $\cos \varphi_2 = 1$, au primaire $\cos \varphi_1 < 1$ puisque outre la puissance purement active du secondaire le primaire absorbe la puissance, **essentiellement réactive,** due à I_0 :

$$\cos \varphi_1 < \cos \varphi_2 \Rightarrow \varphi_1 > \varphi_2$$

5° **Puissances actives.** — Les pertes dans le fer d'une part, les pertes joules dans les enroulements d'autre part sont absorbées par le primaire mais ne se retrouvent pas dans la puissance utile fournie par le secondaire :

$$P_1 > P_2$$

6° **Puissances réactives.** — La puissance réactive fournie par le secondaire est nulle alors que le primaire absorbe celle qui est nécessaire à la magnétisation du circuit :

$$Q_1 > Q_2 = 0$$

7° **Rendement.** — Il est plus petit que 1 mais reste néanmoins excellent.

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} < 1$$

Remarquons que le rendement est plus élevé au voisinage du courant nominal $I_n = \frac{S}{U_2} = \frac{4\,000}{110} = 36$ A, que pour une charge faible. En surcharge, pour 50 A par exemple, le rendement diminuerait. La courbe du rendement (fig. 162) passe par un maximum pour $I_2 = I_n$ (environ).

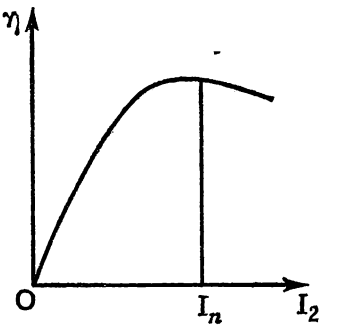


Fig. 162. — *Courbe du rendement*

8° **Influence du facteur de puissance secondaire.** — a) *Mesures.* — Elles ont été effectuées pour $\cos \varphi_2 = 0{,}8$ (rhéostat + self).

Mesures					Calculs				
I_2	U_2	P_2	I_1	P_1	U_2/U_1	I_1/I_2	$\cos\varphi_2$	$\cos\varphi_1$	η %
0	120	0	2,1	90	0,545	∞	—	0,195	0
30	110	2 640	17	2 920	0,500	0,550	0,8	0,78	90,5

b) Analyse des résultats : comparons les résultats obtenus avec la charge inductive à ceux que nous avions avec la charge purement résistante **pour un même courant de 30 A.**

— *Tension secondaire:* parce que les fuites magnétiques produisent une chute de tension plus grande quand la charge est inductive, la tension secondaire est encore plus petite que pour $\cos \varphi_2 = 1$. La caractéristique en charge $U_2 = f(I_2)$ « descend » d'autant plus que le facteur de puissance secondaire est plus petit.

— *Pertes:* égales à $P_1 - P_2$ ce sont les mêmes dans les deux cas :

$$3680 - 3400 = 2920 - 2640 = 280 \text{ W}.$$

— *Rendement:* les pertes sont inchangées alors que la puissance active est plus faible, le rendement a donc diminué.

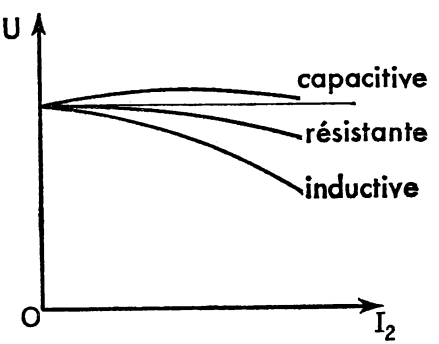


Fig. 163. — *Caractéristiques $U_2 = f(I_2)$ pour des charges de diverses natures.*

— *Facteur de puissance:* il reste au primaire légèrement plus faible qu'au secondaire.

Remarque: avec une charge capacitive, non seulement la chute de tension serait plus faible qu'avec une charge résistante, mais on pourrait même avoir une « remontée » de tension (fig. 168).

c) *Puissances apparentes et réactives.* — Effectuons leurs calculs :

$$S_2 = 110.30 = 3\,300 < S_1 = 220.17 = 3\,740$$

$$\cos \varphi_2 = 0{,}8 \Rightarrow \sin \varphi_2 = 0{,}6 \qquad \cos \varphi_1 = 0{,}78 \Rightarrow \sin \varphi_1 = 0{,}626$$

$$Q_2 = S_2 \sin \varphi_2 = 3300.0{,}6 = 1980 < Q_1 = S_1 \sin \varphi_1 = 3740.0{,}626 = 2340$$

9° **Récapitulation.** — Dans un transformateur réel :

$U_2 < mU_1$		$I_1 > mI_2$
$P_1 > P_2$	$Q_1 > Q_2$	$S_1 > S_2$

Les écarts restant faibles par rapport aux égalités du transformateur idéal.

69. *Caractéristiques pratiques d'un transformateur.*

1° **Plaque signalétique.** — On y trouve :

— la fréquence f;

— les tensions nominales U_1 et U_2. Retenons que la tension nominale U_2 est celle qui correspond au fonctionnement nominal à vide $U_2 = mU_1$;

— les courants nominaux I_1 et I_2. Retenons que le courant nominal I_1 est le courant théorique $I_1 = mI_2$;

— la puissance apparente nominale S. En monophasé c'est le produit des valeurs nominales $S = U_1I_1 = U_2I_2$.

Remarquons que la puissance active qui pourra être fournie dépend du facteur de puissance du circuit d'utilisation :

$$P = S\cos\varphi < S$$

2° **Courant magnétisant.** — C'est le courant I_0 consommé à vide sous la tension nominale. Sa valeur n'a de sens que comparée au courant nominal I_1. On l'exprime donc en % de I_1. Ce pourcentage est d'autant plus faible que le transformateur est plus gros :

$$I_0 = 5\ \%\ \text{à}\ 2\ \%\ \text{de}\ I_1$$

3° **Chute de tension.** — a) *Valeur absolue.* — C'est la différence entre la tension secondaire à vide $U'_1 = mU_1$ et la tension U_2 obtenue en charge :

$$\Delta U_2 = mU_1 - U_2 = U'_1 - U_2$$

b) *Valeur relative.* — Elle précise mieux les qualités du transformateur, c'est le quotient de la chute de tension par la tension secondaire à vide :

$$\frac{\Delta U_2}{U'_1} = \frac{U'_1 - U_2}{U'_1}$$

On l'exprime aussi en %. Pour un bon transformateur elle est inférieure à 5 %.

4° **Tension de court-circuit.** — C'est la tension qu'il faut appliquer au primaire pour obtenir dans le secondaire en court-circuit un courant I_{2cc} égal au courant nominal. La tension de court-circuit s'exprime en % de la tension primaire nominale. Elle est de l'ordre de 5 %.

5° **Rendement.** — *a*) C'est $\eta = \frac{P_2}{P_1}$, il est de 90 % pour les plus petits transformateurs, il atteint et dépasse 99 % pour les plus gros.

b) On pourrait aussi définir un rendement pour les puissances réactives : $\eta' = \frac{Q_2}{Q_1}$.

c) Le rendement d'un transformateur est supérieur à celui d'une génératrice ou d'un moteur (continu ou alternatif) de même puissance. La raison en est évidente : il n'y a **pas de pertes mécaniques** puisqu'il n'y a **aucune partie tournante.** Pour cette raison on l'appelle quelquefois **« transformateur statique ».**

70. *Détermination du rendement.*

1° **Mesure directe.** — Les puissances absorbée (P_1) et utile (P_2) ne diffèrent que de quelques %, si elles sont relevées avec un wattmètre donnant une mesure à 1 % près les résultats n'auront guère de sens et on peut même arriver à un résultat paradoxal $P_2 > P_1$!

Par exemple si on lit 100 W à 1 % près pour P_1 :

$$99 < P_1 < 101$$

et 99 W à 1 % près pour P_2

$$98 < P_2 < 100$$

Le rendement est compris entre :

$$\frac{98}{101} \rightarrow 97\ \% \qquad \text{et} \qquad \frac{100}{99} \rightarrow 101\ \%$$

De telles mesures sont sans intérêt.

2° **Bilan des pertes.** — *Pertes dans le fer (F).* — Dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault :

$$p_h = K_1 B^2 f \qquad \text{et} \qquad p_c = K_2 B^2 f^2$$

elles ne dépendent que de B et f or :

— la fréquence est invariable;

— l'induction est sensiblement la même à toute charge, donc les pertes dans le fer sont indépendantes de la charge :

$$F = C^{te}$$

b) *Pertes dans le cuivre (C).* — Ce sont les pertes joules dues aux résistances des enroulements :

$$p_j = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2$$

or $\qquad I_1 = m I_2 \quad \text{donc} \quad p_j = (m^2 R_1 + R_2) I_2^2 = k I_2^2 = C$

Les pertes dans le cuivre sont proportionnelles au carré du courant secondaire.

3° **Expression du rendement.**

$$P_1 = P_2 + \text{pertes} = P_2 + F + C \text{ avec } P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$$

$$\boxed{\eta = \frac{P_2}{P_2 + F + C}} \qquad (22)$$

4° **Maximum du rendement.** — On peut écrire :

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + F + k I_2^2} = \frac{U_2 \cos \varphi_2}{U_2 \cos \varphi_2 + \frac{F}{I_2} + k I_2}$$

La tension U_2 variant peu, pour un facteur de puissance donné, $U_2 \cos\varphi_2$ est constant et le rendement est maximal quand le dénominateur est minimal soit pour le minimum de la somme $\frac{F}{I_2} + kI_2$.

THÉORÈME DE MATHÉMATIQUES. — La somme de deux termes variables, dont le produit est constant, est minimale quand ces deux termes sont égaux.

Le produit $\left(\frac{F}{I_2}\right)(kI_2) = kF$ est constant, la somme $\frac{F}{I_2} + kI_2$ est minimale quand $\frac{F}{I_2} = kI_2$ soit $F = kI_2^2 = C$.

Le rendement d'un transformateur est maximal quand ses pertes dans le cuivre sont égales à ses pertes dans le fer.

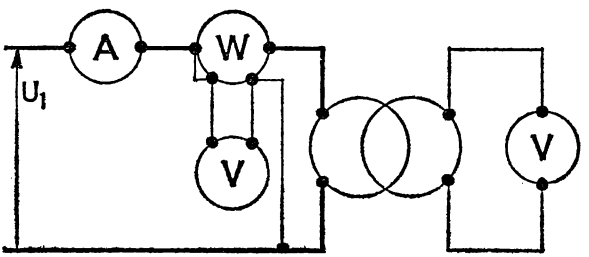


Fig. 164.

5° **Essais conduisant au rendement.** — *a) Essai à vide.* — Il est effectué en alimentant le primaire sous sa tension nominale U_1 (fig. 164). La puissance consommée P_0 est la somme des pertes dans le fer et des pertes joules dans le seul primaire avec le courant I_0 :

$P_0 = F + R_1 I^2$, ce dernier terme est négligeable (moins de 1 % de P_0) et l'on peut écrire :

(23) $$\boxed{F = P_0 = U_1 I_0 \cos\varphi_0}$$

b) *Essai en court-circuit.* — Pour une charge donnée, la somme $p_j = R_1 I_1^2 + R_2 I^2$ représente théoriquement les pertes dans le cuivre; en fait il existe dans celui-ci **des pertes supplémentaires,** non calculables, dues aux courants de Foucault; le total des pertes doit donc être déterminé par un essai.

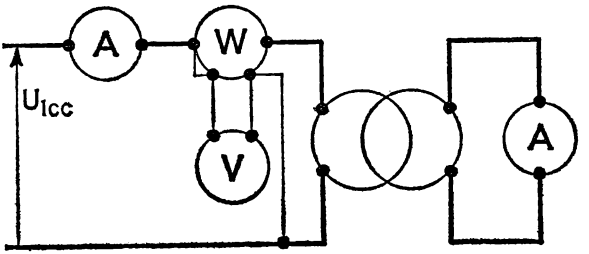


Fig. 165. — *Essai en court-circuit.*

Le secondaire du transformateur étant en court-circuit sur un ampèremètre, nous alimentons le primaire sous une tension réduite réglable (fig. 165), U_{1cc} :

I_2	I_1	U_{1cc}	P_{1cc}	I_1/I_2
15	8,25	8	30	0,550
30	16,5	16	120	0,550

Analysons les résultats des mesures pour 30 A :

— le rapport de la tension de court-circuit à la tension nominale est : $\frac{U_{1cc}}{U_1} = \frac{16}{220} = \frac{1}{14}$, l'induction maximale est aussi divisée par 14 et les pertes dans le fer (B^2) par 256; dans l'essai en court-circuit il n'y a **pratiquement pas de pertes dans le fer.**

$\frac{I_1}{I_2} = 0{,}550$ c'est-à-dire sensiblement m (0,545) : en court-circuit **un transformateur est parfait pour les courants.**

— la puissance mesurée représente les pertes dans le cuivre pour un courant secondaire I_2, en effet :

$$P_{1cc} = P_2 + F + C = C \quad (P_2 \text{ et } F \text{ nulles})$$

Quand le transformateur débitera I_2 dans une charge, les pertes dans le cuivre auront la même valeur que dans l'essai en court-circuit pour le même courant.

c) *Rendement.* — Il se calcule avec la formule (22) où $C = P_{1cc}$ et $F = P_f$.

* 71. *Diagramme de Kapp* [1].

1° **Hypothèse.** — On néglige le courant magnétisant et les pertes dans le fer, le transformateur est donc **idéal pour les courants :**

$$I_0 = 0 \qquad N_1\vec{I_1} + N_2\vec{I_2} = 0 \qquad \vec{I_1} = -m\vec{I_2}$$

2° **Impédance en court-circuit.** — Dans l'essai du § précédent, la tension U_{1cc} qu'il faut appliquer au primaire pour obtenir I_2 correspond uniquement **aux chutes de tension** primaire et secondaire.

Au lieu de répartir ces chutes de tensions entre le primaire et le secondaire, on préfère les laisser groupées et définir l'impédance équivalente Z_{1cc} qui placée au primaire produit la chute de tension totale :

$$Z_{1cc} = \frac{U_{1cc}}{I_1} = Z_p$$

Cette impédance est appelée **impédance en court-circuit « vue » du primaire.** Le calcul du facteur de puissance correspondant $\cos\varphi_{1cc} = \frac{P_{1cc}}{U_{1cc}I_1}$ permet de décomposer l'impédance en une partie active $R_p = Z_{1cc}\cos\varphi_{1cc}$ qui correspond aux résistances des enroulements et une partie réactive $X_p = Z_{1cc}\sin\varphi_{1cc}$ qui correspond aux fuites magnétiques. La tension de court-circuit est alors la somme de deux vecteurs en quadrature (fig. 166) :

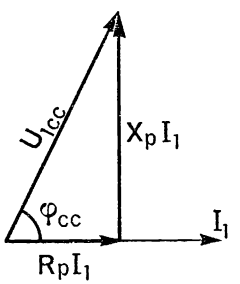


Fig. 166.

$$\vec{U_{1cc}} = \vec{(R_p I_1)} + \vec{(X_p I_1)}$$

ou avec la notation imaginaire :

$$\overline{U_{1cc}} = R_p\overline{I_1} + jX_p\overline{I_1}$$

Calculons ces différents termes avec les résultats de notre essai (p. 163) :

$$Z_{1cc} = \frac{16}{16{,}5} = 0{,}97\Omega \quad \cos\varphi_{1cc} = \frac{120}{16.16{,}5} = 0{,}455$$

$$\text{soit } \sin\varphi_{1cc} = 0{,}89 \qquad R_p = 0{,}97.0{,}455 = 0{,}44\Omega$$

$$X_p = 0{,}97.0{,}89 = 0{,}86\Omega$$

REMARQUE. — Lorsque l'on parle, sans autre précision, de la tension de court-circuit il s'agit toujours de celle qui correspond au courant nominal secondaire.

(1) Ce diagramme n'est pas au programme du cours d'électricité mais il figure dans celui des essais de machines.

3° Graphique des tensions au primaire. — Soient $\vec{U}_2$, $\vec{I}_2$ et φ_2 les grandeurs secondaires, s'il n'y avait pas de chute de tension on aurait au primaire $\vec{U}'_2 = -\frac{\vec{U}_2}{m}$ et comme $\vec{I}_1 = -m\vec{I}_2$ (hypothèse de Kapp), on aurait aussi $\varphi_1 = \varphi_2$ (fig. 167). Ajoutons à $\vec{U}'_2$ la chute de tension $\vec{U}_{1cc}$, nous obtenons la tension primaire $\vec{U}_1$ (fig. 168) :

$$\vec{U}_1 = \vec{U}'_2 + R_p\vec{I}_1 + jX_p\vec{I}_1$$

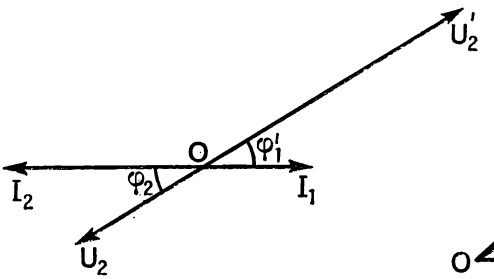


Fig. 167.

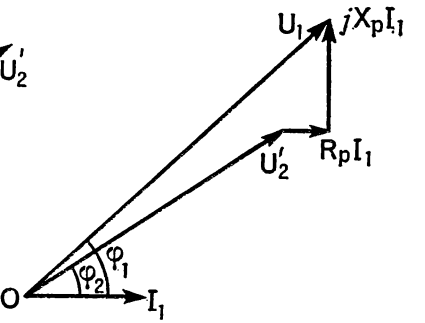


Fig. 168.

4° Graphique des tensions au secondaire. — En multipliant les tensions du graphique 168 par $-m$ on obtient :

$$-m\vec{U}_1 = -m\vec{U}'_2 - mR_p\vec{I}_1 - jmX_p\vec{I}_1$$

en tenant compte de $\vec{I}_1 = -m\vec{I}_2$, de $\vec{U}_2 = -m\vec{U}'_2$ et en posant $U'_1 = -mU_1$:

$$-m\vec{U}_1 = \vec{U}_2 + m^2R_p\vec{I}_2 + jm^2X_p\vec{I}_2$$

soit $\vec{U}'_1 = \vec{U}_2 + R_s\vec{I}_2 + jX_s\vec{I}_2$

où U'_1 est la tension secondaire à vide et $R_s = m^2R_p$ et $X_s = m^2X_p$ sont les parties active et réactive de l'impédance Z_s qui placée au secondaire produirait la chute totale de tension ($Z_s = m^2Z_p$).

Le graphique obtenu (fig. 169) est semblable à celui du primaire.

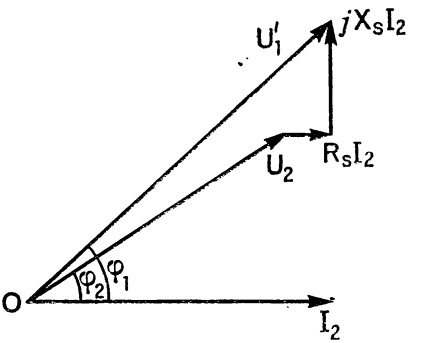


Fig. 169.

5° **Diagramme de Kapp.** — Un graphique dans lequel les grandeurs sont variables s'appelle un diagramme.

A. Si l'on veut que le transformateur fonctionne à **tension secondaire constante** il faut changer U_1', donc U_1, quand I_2 ou φ_2 varient.

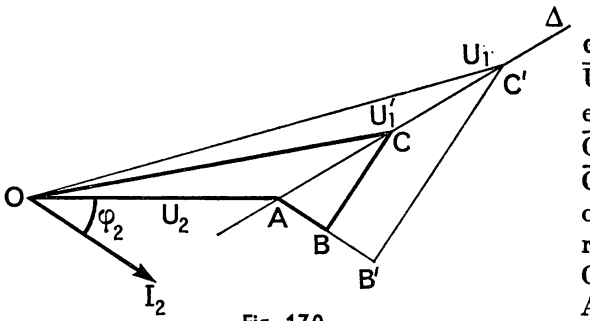


Fig. 170.

a) **I_2 variable et φ_2 constant :** nous posons $\overrightarrow{U_2} = \overrightarrow{OA}$, $R_s\overrightarrow{I_2} = \overrightarrow{AB}$ et $X_s\overrightarrow{I_2} = \overrightarrow{BC}$, la somme $\overrightarrow{OC}$ est $\overrightarrow{U_1'}$. Le vecteur $\overrightarrow{OA}$, fixe, est pris pour origine; quand le courant double le triangle OAB double et devient AB'C'; le triangle ABC reste donc semblable à lui-même et le lieu de C est la droite Δ (fig. 170).

b) **φ_2 variable et I_2 constant :** AB, BC et AC sont constants et le triangle ABC est indéformable, il pivote autour de A (OA est toujours fixe). Le lieu de C est le cercle de centre A et de rayon AC (fig. 171).

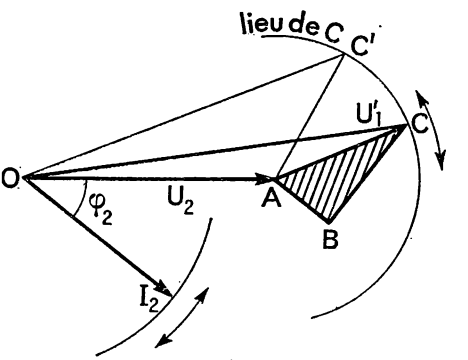


Fig. 171.

B. Si le transformateur fonctionne à **tension primaire constante,** la tension secondaire U_2 varie avec I_2 et φ_2.

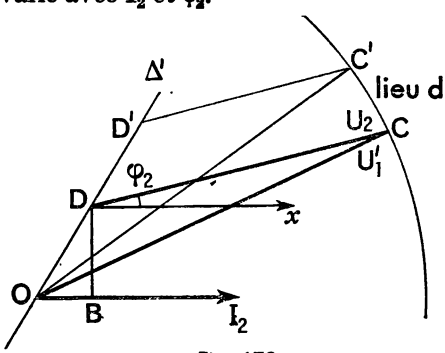


Fig. 172.

c) **I_2 variable, φ_2 constant :** on a intérêt à changer l'ordre des vecteurs et à prendre $\overrightarrow{I_2}$ comme origine. Le triangle des chutes de tension est devenu OBD. La tension secondaire à vide $\overrightarrow{U_1'} = \overrightarrow{OC}$ est maintenant constante mais de phase variable, le lieu de C est le cercle de centre O et de rayon OC, le triangle OBD reste semblable

à lui-même et le lieu de D est la droite Δ'; $\overrightarrow{U_2}$ représenté par $\overrightarrow{DC}$ (fig. 172) varie mais reste parallèle à lui-même et forme avec Dx (// à I_2) l'angle φ_2.

d) **φ_2 variable et I_2 constant :** le lieu de C est le même cercle, D est fixe et $\overrightarrow{U_2} = \overrightarrow{DC}$ variable pivote autour de D, l'angle entre Dx et DC étant égal à φ_2 (fig. 173).

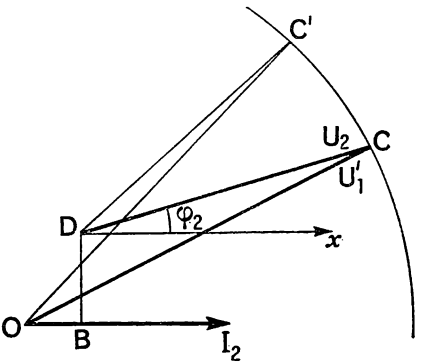


Fig. 173.

Noter que pour avoir des diagrammes plus clairs on a largement exagéré les chutes de tensions. Les quatre diagrammes ont été exécutés pour deux valeurs différentes de I_2 ou de φ_2 (traits gras et traits fins).

REMARQUE. — La chute de tension arithmétique ΔU_2 définie au § 67-3° est bien la différence des valeurs efficaces $U_1' - U_2 = \Delta U_2$ et non la différence des valeurs vectorielles : $\overrightarrow{Z_s I_2} = \overrightarrow{U_1'} - \overrightarrow{U_2}$, on a $\Delta U_2 < Z_s I_2$.

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

15. 01. — Dans un essai à vide sous tension nominale on a mesuré : $U_1 = 1\,500$ V, $I_0 = 4$ A, $P_0 = 1\,000$ W. Calculer les pertes dans le fer et le facteur de puissance à vide.

15. 02. — A vide $U_2 = 220$ V, en charge $U_2 = 210$ V. Calculer les chutes de tension absolue et relative.

15. 03. — Calculer le rendement d'un transformateur pour $P_2 = 24$ kW, $F = 400$ W et $C = 600$ W.

***15. 04.** — Dans un essai en court-circuit on a mesuré :
$U_{1cc} = 50$ V, $I_1 = 60$ A, $P_{1cc} = 1\,200$ W. Calculer $\cos\varphi_{1cc}$ et Z_{1cc}.

II. AVEC SOLUTION.

15. 05. — Un transformateur 5 000 V/220 V a une puissance nominale $S_2 = 60$ kVA. Un essai à vide a donné $P_0 = 600$W et un essai en court-circuit $P_{1cc} = 120$ W pour $I_2 = 100$ A. Calculer :

1° Le courant secondaire nominal I_{2n}.

2° Les pertes dans le cuivre pour ce courant et pour $I_2 = 200$ A, en admettant qu'elles sont proportionnelles au carré du courant.

3° Le rendement du transformateur pour les courants secondaires 100 A, 200 A et I_{2n} avec un facteur de puissance *a*) cos $\varphi_2 = 1$; *b*) cos $\varphi_2 = 0{,}8$.

— SOLUTION —

1° $$I_{2n} = \frac{60\,000}{220} = 273 \text{ A}$$

2° Pertes cuivre :

pour 100 A : 120 W

pour 200 A : $C' = 120 \left(\frac{200}{100}\right)^2 = 480$ W

pour 273 A : $C'' = 120 \left(\frac{273}{100}\right)^2 = 895$ W

3° La puissance utile au secondaire est : $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$.
La puissance absorbée au primaire est : $P_1 = P_2 + F + C$.

Cos φ_2	I_2	P_2	F	C	P_1	η %
1	100	22 000	600	120	22 720	96,8
1	200	...	600	480	...	...
1	273	60 000	600	895	61 495	97,6
0,8	100	17 600	600	120	18 320	96,1
0,8	200	...	600	480	...	...
0,8	273	48 000	600	895	49 495	97

A titre d'exercice compléter les deux lignes intermédiaires.

***15. 06. — Lors de l'essai en court-circuit d'un transformateur dont le rapport est $m = \frac{1}{2}$ on a relevé $U_{1cc} = 18$ V, $I_1 = 15$ A, $P_{1cc} = 150$W. Sachant que les valeurs nominales sont $U_1 = 220$ V, $U_2 = 110$ V, $S = 3\,300$ VA.**

1° Calculer les courants nominaux.

2° Calculer les différentes impédances internes vues du primaire puis du secondaire.

3° Déterminer la tension secondaire pour $I_2 = 30$ A et cos $\varphi_2 = 0{,}8$.

— Solution —

1° $I_1 = \frac{S}{U_1} = \frac{3300}{220} = 15$ A $\quad I_2 = \frac{3\,300}{110} = 30$ A

2° $Z_{1cc} = \frac{18}{15} = 1{,}2\,\Omega \quad \cos \varphi_{1cc} = \frac{150}{15.18} = 0{,}556$

soit sin $\varphi_{1cc} = 0{,}831$

$$R_p = 1{,}2.0{,}556 = 0{,}667\,\Omega \quad X_p = 1{,}2.0{,}831 = 1\,\Omega$$

$$Z_{2cc} = m^2\, Z_{1cc} = \frac{1}{4}.1{,}2 = 0{,}3\,\Omega$$

$$R_s = \frac{0{,}667}{4} = 0{,}167\,\Omega \quad X_s = \frac{1}{4} = 0{,}250\,\Omega$$

3° I_2 étant l'origine des phases, on porte (fig. 174) en phase $R_sI_2 = 0{,}167.30 = 5$ V et en quadrature avant $X_sI_2 = 0{,}25.30 = 7{,}5$ V par l'extrémité D de ce deuxième vecteur on trace la parallèle à I_2 puis la droite qui va porter U_2 en avance de 37° (cos 37° = 0,8).

L'arc de cercle de centre O et de rayon $U'_2 = 110$ V coupe cette droite en C. La mesure de DC donne $U_2 = 102$ V.

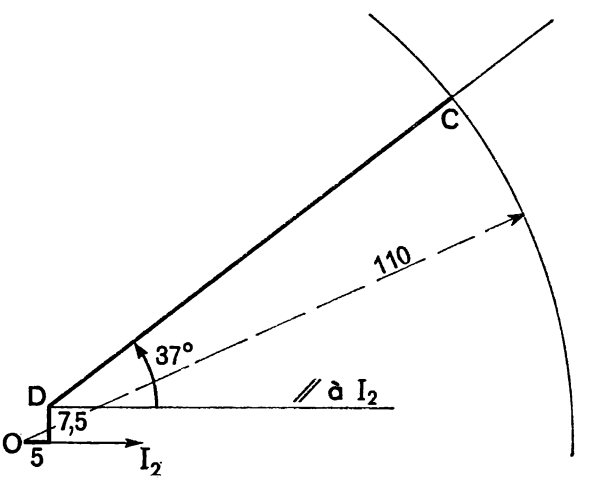


Fig. 174.

III. A RÉSOUDRE.

15. 07. — La plaque d'un transformateur indique : 220 V/550 V, $S = 5\,000$ VA. On sait d'autre part que le courant à vide est égal à 4 % du courant nominal et que la chute de tension relative est de 3 %. Calculer pour $U_1 = 220$ V :

1° Les courants nominaux. 2° Le courant à vide. 3° La tension secondaire en charge.

15. 08. — Un transformateur 1 500 V/220 V a une puissance nominale $S_2 = 15$ kVA. Un essai à vide a donné : $P_0 = 250$W et un essai en court-circuit pour I_2 nominal $P_1 = 300$W. Calculer :

1° Le courant secondaire nominal.

2° Les rendements du transformateur quand il débite ce courant avec les facteurs de puissance suivants (I en arrière) : 1 ; 0,8 ; 0,5.

15. 09. — Un transformateur absorbe à vide un courant $I_0 = 10$ A purement réactif. Le rapport de transformation est $m = \frac{1}{10}$. Calculer le courant primaire pour chacun des courants secondaires suivants débités avec $\cos \varphi_2 = 1$: 100 A, 200 A, 500 A. Quels sont pour ces différents courants les rapports $m' = \frac{I_1}{I_2}$?

***15. 10.** — Un essai en court-circuit d'un transformateur de rapport $m = \frac{1}{8}$ a donné : $U_{1cc} = 50$ V, $I_1 = 10$ A, $P_{1cc} = 200$W.

1° Calculer les impédances internes vues du primaire et du secondaire (Z, R, X).

2° La tension primaire nominale étant de 1 760 V, déterminer la tension secondaire pour un courant $I_2 = 80$ A lorsque le facteur de puissance est $\cos \varphi_2 = 0,8$: *a*) avec une charge inductive ; *b*) avec une charge capacitive.

16

USAGES DES TRANSFORMATEURS

72. *Transformateur monophasé.*

1° Il est en général de petite puissance, quelques *k*VA au plus. On le rencontre surtout dans les installations domestiques :

a) **Pour adapter** la tension du secteur aux appareils électro-ménagers : depuis une dizaine d'années l'E.D.F. porte progressivement la tension de distribution de 127 à 220 V en monophasé, les lampes d'éclairage sont alors changées et les moteurs de certains appareils rebobinés. Pour d'autres appareils le rebobinage est impossible ou trop onéreux, on interpose entre eux et le secteur un transformateur 220/127 V.

b) **Par sécurité** les jouets électriques doivent fonctionner sous très basse tension, ils sont livrés avec un transformateur donnant quelques volts au secondaire : 8 à 24.

c) Tous les postes de radio et de télévision fonctionnant avec des tubes à vide ont besoin d'une part d'une haute tension avec point milieu M : 2 fois 350 V et d'autre part d'une basse tension de 6,3 V ou de 5 V. Un transformateur à plusieurs enroulements secondaires est nécessaire (fig. 175).

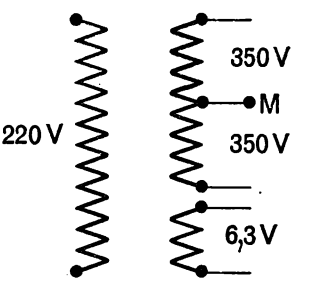
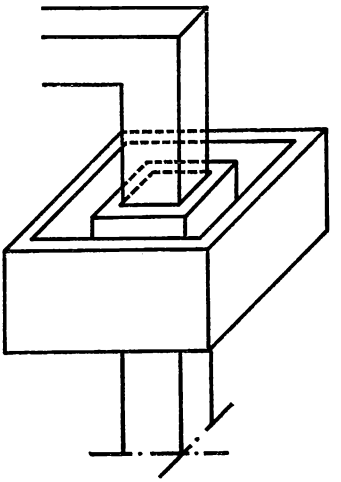


Fig. 175. — *Transformateur à deux enroulements.*

2° **Transformateur de soudure.** — On veut avoir au secondaire un fort courant sous tension faible. Il suffit que m soit très petit. Par exemple pour $U_1 = 220$ V et $m = \frac{1}{100}$, si le courant primaire est 20 A on pourra avoir :

$$I_2 = \frac{I_1}{m} = \frac{20}{\frac{1}{100}} = 2\,000 \text{ A}$$



Fg. 176. — *Le métal contenu dans le creuset constitue la spire unique en court-circuit du secondaire.*

3° Four à induction. — Un transformateur dont le primaire est classique a un secondaire d'une seule spire. Ce secondaire est un creuset dans lequel se trouve le métal en fusion, c'est ce métal qui constitue la spire unique en court-circuit du secondaire (fig. 176). Le courant y est donc intense et toute l'énergie dissipée par effet joule sert à fondre le métal. La fréquence est selon les cas celle du secteur (50 Hz) ou plus élevée (1 000 Hz ou davantage).

4° Transformateur pour tubes luminescents. — Les éclairages publicitaires formés de tubes contenant des gaz rares (néon, argon...) sont alimentés sous des tensions atteignant une dizaine de milliers de volts, ils sont alimentés à partir du secteur (220 V) par des transformateurs élévateurs.

5° Signalons enfin qu'il arrive parfois que les alternateurs de centrale soient reliés à 3 transformateurs monophasés (au lieu d'un seul triphasé). Chaque transformateur est alors de **puissance importante**, quelques dizaines de milliers de *k*VA.

73. *Transformateur triphasé.*

1° Intérêt. — Pour changer la tension d'un système triphasé on peut fort bien utiliser trois transformateurs monophasés. Chaque primaire est relié à une phase et fonctionne en récepteur. Les trois secondaires constituent trois générateurs qui peuvent être reliés en étoile ou en triangle. Il est plus avantageux d'utiliser un seul transformateur triphasé : on gagne à la fois sur l'encombrement et sur le poids de fer utilisé.

2° Constitution. — a) *Théorique.* — Le rigoureux équilibre des flux dans les trois noyaux portant les enroulements exigerait la disposition du **type étoile** ou du **type triangle** (fig. 177). L'encombrement serait excessif et l'on sacrifie à la diminution de celui-ci le rigoureux équilibre des flux.

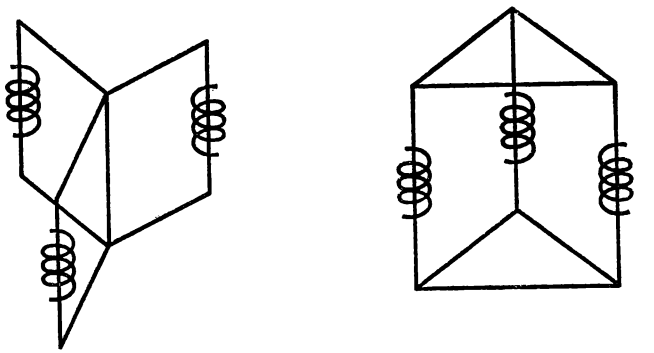


Fig. 177. — *Dispositions idéales des noyaux.*

b) *Pratique.* — Les axes des trois noyaux sont dans un même plan, deux culasses assurent la fermeture du circuit magnétique (fig. 178). Sur chaque noyau se trouvent un enroulement primaire et un enroulement secondaire soigneusement isolés l'un de l'autre.

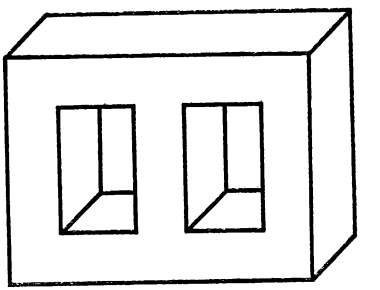


Fig. 178. — *Circuit magnétique triphasé.*

3° **Utilisation.** — La distribution de l'énergie électrique nécessite l'emploi de nombreux transformateurs triphasés, un chapitre spécial lui est consacré (chap. 20).

4° **Couplage des enroulements.** — Outre les couplages étoile et triangle que nous connaissons (1re T.I., F2) les enroulements secondaires peuvent être couplés en zig-zag (fig. 179). Chaque noyau porte ainsi deux demi-enroulements appartenant à deux phases différentes. L'éventuel déséquilibre d'une phase secondaire se trouve ainsi mieux réparti au primaire.

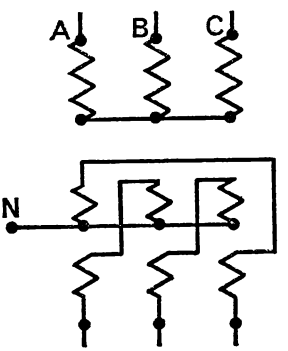


Fig. 179. — *Couplage zig-zag au secondaire.*

Chaque mode de couplage est symbolisé par une lettre :

étoile : Y — triangle : D — zig-zag : Z

Les deux couplages Y et D du primaire et les trois couplages secondaires Y, D et Z

donnent ainsi six combinaisons, la première lettre correspondant au primaire :

YY — YD — YZ — DY — DD — DZ

En fait on représente par une majuscule la haute tension et par une minuscule la basse tension, les couplages normaux, les plus utilisés, sont :

Y*y* — D*y* — Y*z* — Y*d*

5° **Repérage des bornes.** — Elles sont repérées par les lettres **A, B** et **C** côté haute tension et ***a, b*** et ***c*** pour les phases correspondantes de la basse tension. S'il y a un neutre (cas **Y** ou **Z**) on ajoute la lettre **N** ou ***n*** à la borne correspondante (fig. 180, 1).

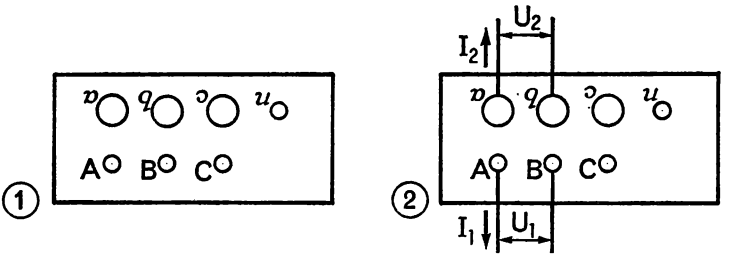


Fig. 180. — *Plaque à bornes* (1) *et valeurs nominales* (2).

6° **Tensions et courants.** — a) *Tensions.* — **La valeur nominale est la tension entre phases.** Elle n'est donc égale à celle d'un enroulement que pour un couplage triangle.

b) *Courants.* — **La valeur nominale est celle du courant en ligne.** Le courant dans un enroulement couplé en triangle est donc égal à la valeur nominale divisée par $\sqrt{3}$: $J = \frac{I}{\sqrt{3}}$.

c) *Puissance apparente nominale.* — Rappelons qu'en triphasé $S = UI\sqrt{3}$.

U étant la tension entre phases (composée) et I le courant dans un fil de ligne. On aura donc aux choix pour le calcul :

$$S = U_1 I_1 \sqrt{3} \qquad \text{et} \qquad S = U_2 I_2 \sqrt{3}$$

En somme les valeurs nominales sont les **valeurs mesurables à l'extérieur** du transformateur (fig. 180, 2) et non les valeurs intérieures qui **varient avec le couplage.**

7° **Rapport de transformation. — Il dépend et du rapport des nombres de spires et des modes de couplage.** Nous continuons à poser $m = \frac{N_2}{N_1}$ et nous appelons $m' = \frac{U_2}{U_1}$ le rapport de transformation.

Éventuellement les tensions simples (entre neutre et phase) seront notées U_s.

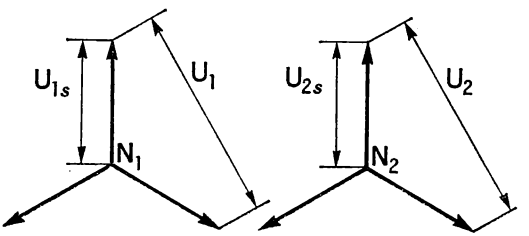


Fig. 181. — *Couplage étoile-étoile.*

a) Si le couplage est identique au primaire et au secondaire, cas Y*y* et D*d*, on a (fig. 181 et 182) :

$$m' = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{2s}}{U_{1s}} = \frac{N_2}{N_1} = m$$

Les courants en ligne sont dans le rapport inverse : $\frac{I_1}{I_2} = m$.

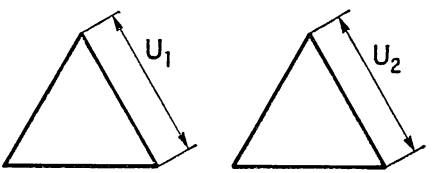


Fig. 182. — *Couplage triangle-triangle.*

b) *Couplage Dy (fig. 183).* — Si U_{2s} est la tension entre les bornes d'un enroulement secondaire on a :

$$U_{2s} = mU_1 \quad \text{et} \quad U_2 = U_{2s}\sqrt{3} \quad \text{soit}$$
$$U_2 = mU_1\sqrt{3} \quad \text{et} \quad \frac{U_2}{U_1} = m' = m\sqrt{3}$$

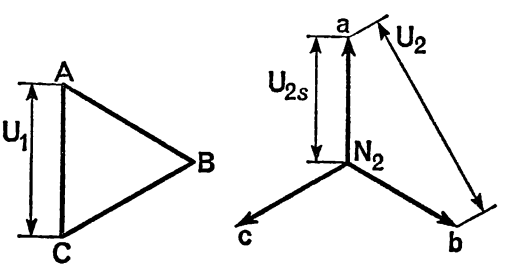


Fig. 183. — *Couplage triangle-étoile.*

L'égalité $U_2 I_2 \sqrt{3} = U_1 I_1 \sqrt{3}$ montre que les courants en ligne sont dans le rapport inverse des tensions : $\frac{I_1}{I_2} = m\sqrt{3}$.

c) *Couplage Yd (fig. 184)* :

$$U_{1s} = \frac{U_1}{\sqrt{3}} \qquad \text{et} \qquad U_2 = mU_{1s} \qquad \text{donc}$$

$$U_2 = \frac{mU_1}{\sqrt{3}} \qquad \text{soit} \qquad \frac{U_2}{U_1} = m' = \frac{m}{\sqrt{3}}$$

Les courants en ligne sont dans le rapport inverse :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{m}{\sqrt{3}}$$

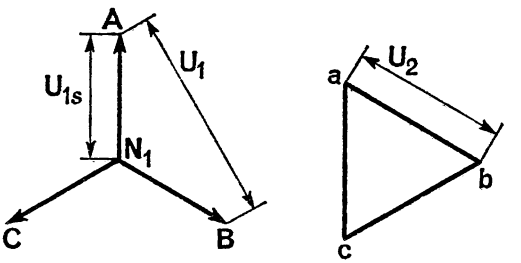


Fig. 184. — *Couplage étoile-triangle.*

d) *Couplage Yz (fig. 185).* — Une tension secondaire simple se compose de deux moitiés de tensions primaires simples multipliées par m, ces deux moitiés sont déphasées de 60° et l'on a :

$$\vec{U}_{2s} = m\left(\frac{\vec{U}_A}{2} - \frac{\vec{U}_B}{2}\right) = \frac{m}{2}(\vec{U}_A - \vec{U}_B)$$

Avec $U_A = U_B = U_{1s}$, la différence $\vec{U}_A - \vec{U}_B$ a pour valeur efficace $U_{1s}\sqrt{3} = U_1$, il en résulte que $U_{2s} = \frac{mU_1}{2}$

d'autre part : $\qquad U_2 = U_{2s}\sqrt{3} = \frac{mU_1\sqrt{3}}{2}$

donc : $\qquad m' = \frac{m\sqrt{3}}{2} = \frac{U_2}{U_1}$

et pour les courants : $\qquad \frac{I_1}{I_2} = \frac{m\sqrt{3}}{2}.$

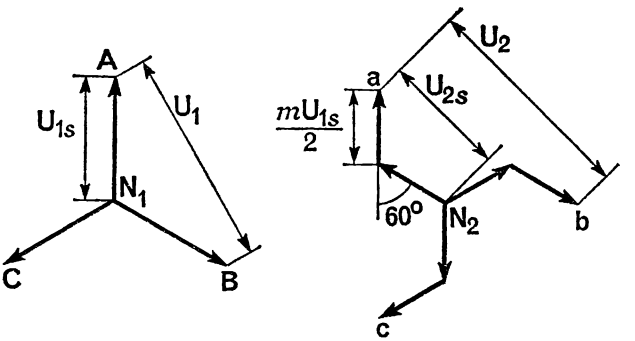


Fig. 185. — *Couplage étoile-zig-zag.*

74. *Auto-transformateur.*

1° Il ne comporte qu'un seul enroulement (fig. 186). La borne A est commune au primaire et au secondaire, une prise intermédiaire B correspond à la plus basse des deux tensions.

Le courant dans la partie commune de l'enroulement est à peu près égal à la différence des deux courants. L'auto-transformateur peut être utilisé en abaisseur et en élévateur de tension, il présente un grave inconvénient : il n'y a pas d'isolement entre les deux circuits, pratiquement on ne dépasse guère le rapport 2 (ou 1/2).

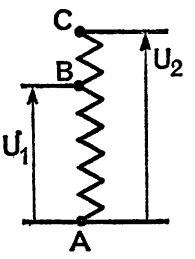


Fig. 186. — *Auto-transformateur.*

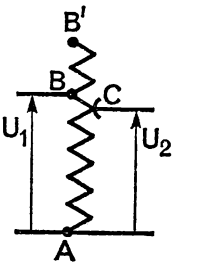


Fig. 187. — *Auto-transformateur à tension variable.*

2° L'application la plus intéressante est l'auto-transformateur à **tension secondaire variable.** Un curseur se déplace sur les spires et l'on peut faire varier U de façon sensiblement continue (fig. 187). Son usage

est analogue à celui d'un rhéostat monté en potentiomètre mais avec les avantages suivants :

a) Possibilité d'obtenir une tension de sortie U_2 plus élevée que la tension d'entrée U_1;

b) Consommation d'énergie réduite puisque le courant à vide est presque en quadrature avec la tension et les pertes joules presque négligeables.

75. *Transformateurs de mesures.*

1° **Transformateur de tension (T.U.).** — Les limites de l'isolation d'un voltmètre et la sécurité de celui qui l'utilise interdisent la mesure directe des tensions élevées. On abaisse donc la tension à mesurer à une valeur raisonnable par un transformateur de tension. Le rapport de transformation de celui-ci est l'inverse d'un nombre entier, le circuit magnétique est calculé largement et très soigné de façon que les fuites soient pratiquement nulles, comme d'autre part la consommation d'un voltmètre est faible, les chutes de tension dans les enroulements sont complètement négligeables et le rapport $\frac{U_2}{U_1} = m$ est constant.

Les deux enroulements doivent être rigoureusement isolés entre eux et par rapport à la carcasse. Le calibre du voltmètre monté au secondaire est le plus souvent de **150 V** (fig. 188).

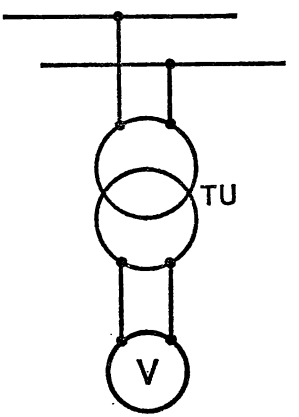


Fig. 188. — *Mesure d'une tension à l'aide d'un T.U.*

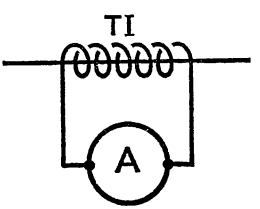
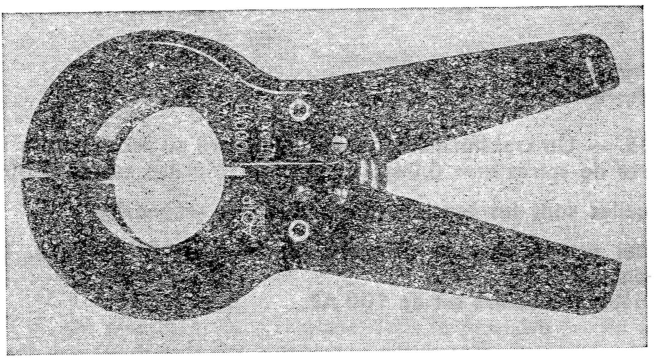


Fig. 189. — *Mesure d'un courant à l'aide d'un T.I.*

2° **Transformateur d'intensité (T.I.).** — Le courant dans un fil de ligne peut être très élevé et d'autre part sa mesure directe présenterait les mêmes dangers que celle d'une tension (d.d.p. existant entre

le fil et la terre). On interpose entre le fil et l'ampèremètre un transformateur dit d'intensité.

Comme on veut avoir $I_2 \ll I_1$ il faut que $m = \frac{I_1}{I_2}$ **soit très grand.** Le primaire est généralement constitué par une seule spire : le fil de ligne traversant le circuit magnétique (fig. 189). Pour que le courant reste parfaitement sinusoïdal l'induction dans le fer doit être faible. Le calibre de l'ampèremètre est généralement de **5A.** La pince ampèremétrique (fig. 190) est un transformateur d'intensité permettant la mesure d'un courant sans couper le circuit.



(Photo A.O.I.P.)

Fig. 190. — *Pince ampèremétrique.*

Signalons qu'il est très dangereux d'ouvrir le circuit secondaire d'un transformateur d'intensité car une tension très élevée apparaîtrait entre les deux bornes.

3° **Mesure d'une puissance.** — Elle nécessite la présence simultanée des deux transformateurs de mesure : l'un pour la tension et l'autre pour le courant.

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

16. 01. — Un voltmètre branché sur le secondaire d'un transformateur de tension de rapport $\frac{1}{200}$ indique 75 V. Quelle est la tension primaire?

16. 02. — Un ampèremètre branché sur le secondaire d'un transformateur d'intensité de rapport 500 indique 4 A. Quel est le courant primaire?

16. 03. — Le primaire d'un transformateur triphasé est en triangle, $U_1 = 1\,500$ V; sachant que $\frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{10}$, quelle est la tension entre les bornes du secondaire :

a) S'il est en triangle?

b) S'il est en étoile?

16. 04. — Mêmes questions que ci-dessus quand le primaire est en étoile.

II. AVEC SOLUTION.

16. 05. — Un transformateur Dy avec neutre au secondaire a un rapport de nombres de spires $m = 0{,}044$. La tension primaire est de 5 000 V.

1° Quelles sont les tensions disponibles au secondaire?

2° Quel est le courant primaire. *a*) dans un fil de ligne. *b*) dans un enroulement
quand le débit secondaire est de 100 A?

— Solution —

1° La tension entre les bornes d'un enroulement secondaire est la tension simple :

$$U_{s'} = mU_1 = 0{,}044.5\,000 = 220 \text{ V}$$

La tension composée est :

$$U_2 = U_{s'}\sqrt{3} = 380 \text{ V}$$

2° *a*) Le courant de 100 A est le courant en ligne.

$$S_2 = U_2 I_2 \sqrt{3} = U_1 I_1 \sqrt{3}$$

soit $I_1 = I_2 \frac{U_2}{U_1} = 100 \frac{380}{5\,000} = 7{,}6$ A.

b) Dans un enroulement primaire le courant est (montage D).

$$J = \frac{7{,}6}{\sqrt{3}} = 4{,}4 \text{ A}$$

16. 06. — Un transformateur triphasé a été soumis à deux essais au cours desquels la puissance a été mesurée par la méthode des deux wattmètres (1re T.I., F. 2).

a) A vide : $P_A = 500$ W, $P_B = -200$ W.

b) En court-circuit pour I_2 nominal : $P_A = 250$ W $P_B = 100$ W.

Calculer :

1° Les pertes dans le fer et facteur de puissance à vide.

2° Les pertes dans le cuivre et le facteur de puissance en court-circuit.

— SOLUTION —

Rappel de formules (1e F, courant alternatif) :

$$P = P_A + P_B$$
$$Q = (P_A - P_B)\sqrt{3}$$

1° Pertes dans le fer : $P_0 = 500 - 200 = 300$ W.

$$Q_0 = [500 - (-200)]\sqrt{3} = 1\,200 \text{ var}$$
$$\text{tg } \varphi_0 = \frac{1\,200}{300} = 4 \Rightarrow \cos\varphi_0 = 0{,}24$$

2° Pertes dans le cuivre : $P_{cc} = 250 + 100 = 350$ W.

$$Q_{cc} = (250 - 100)\sqrt{3} = 260 \text{ var}$$
$$\text{tg } \varphi_{cc} = \frac{260}{350} = 0{,}74 \Rightarrow \cos\varphi_{cc} = 0{,}80$$

III. A RÉSOUDRE.

16. 07. — Un transformateur triphasé dont le primaire est en étoile, est alimenté sous une tension de 20 000 V. Les nombres de spires par noyau sont $N_1 = 4\,000$ au primaire et $N_2 = 76$ au secondaire.

1° Calculer les tensions disponibles au secondaire (entre phases et éventuellement entre neutre et phase) pour les couplages suivants : *a*) étoile avec neutre; *b*) triangle; *c*) zig-zag avec neutre.

2° La puissance apparente du transformateur étant $S = 140$ kVA, calculer au secondaire pour chacun des trois couplages : *a*) le courant dans la ligne; *b*) le courant dans un enroulement.

16. 08. — Les pertes d'un transformateur 1 500/380 V sont de 300W dans le fer et de 400W dans le cuivre pour le courant nominal $I_2 = 50$ A. Calculer le rendement du transformateur quand il débite ce courant avec un facteur de puissance

a) Égal à 1; *b*) égal à 0,8 (inductif).

16. 09. — La mesure par la méthode des deux wattmètres des pertes dans le fer d'un transformateur triphasé sous la tension nominale de 5 000 V a donné : $P_A = 420$W. $P_B = -180$W. Calculer :

1° Les pertes dans le fer.

2° Le cos φ à vide.

3° Le courant total à vide.

4° Le courant magnétisant.

16. 10. — Un transformateur triphasé consomme à vide une puissance active $P_0 = 500W$ et une puissance réactive $Q_0 = 3\,000$ var. Le primaire reste branché en permanence sur le réseau. Le transformateur débite 8 h par jour un courant de 120 A sous une tension de 380 V et avec un facteur de puissance égal à 0,8. Calculer :

1° Les énergies active et réactive utiles fournies pendant les 8 heures d'utilisation.

2° Les énergies active et réactive absorbées en 24 heures.

3° Les rendements journaliers moyens en énergies active et réactive.

4° Le facteur de puissance journalier moyen.

17

ORGANISATION DE L'ALTERNATEUR

76. *Théorie.*

1° **Principe.** — Faisons tourner un aimant droit ou un électro-aimant à l'intérieur d'une spire unique fixe (fig. 191). Le flux entrant par la face gauche de la spire est alternatif et la f.é.m. induite $e = -\frac{d\Phi}{dt}$

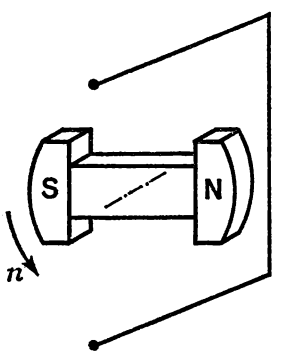


Fig. 191. — *Production d'une f.é.m. alternative.*

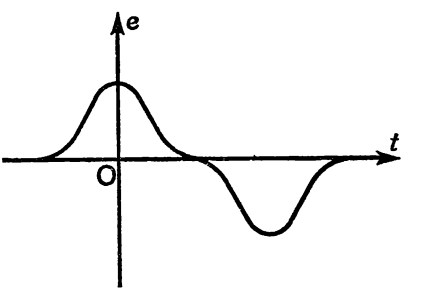


Fig. 192. — *Allure de la f.é.m. obtenue.*

l'est aussi (fig. 192). Si l'aimant tourne à la vitesse de n tr/s, la fréquence de la f.é.m. est $f = n$ et sa pulsation $\omega = 2\pi f$ est égale à la vitesse angulaire Ω de l'aimant. La période est $T = \frac{1}{n}$.

2° La machine ainsi constituée est appelée **alternateur** ou **générateur synchrone**, dans les schémas on représente ce dernier par l'un ou l'autre des symboles de la figure 193. L'aimant ou l'électroaimant tournant est le rotor ou inducteur et la spire fixe est le stator ou induit.

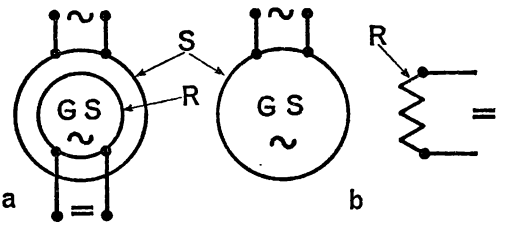


Fig. 193. — *Symboles (R = rotor, S = stator).*

3° **Fréquence.** — Si l'on remplace l'aimant par un électroaimant à quatre pôles (fig. 194), le flux reprend la même valeur à chaque demi-tour et une période correspond alors à ce demi-tour, donc pour n tr/s il y a $2n$ périodes et la fréquence est $f = 2n$.

Plus généralement si l'électroaimant a $2p$ pôles, il y a p fois n périodes en une seconde et

$$\textbf{(24)} \qquad \boxed{f = pn} \qquad \begin{cases} n \text{ en tr/s} \\ f \text{ en hertz} \end{cases}$$

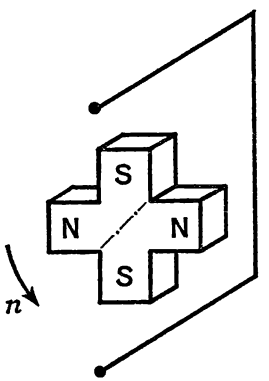


Fig. 194. — *Le flux à travers la spire reprend la même valeur à chaque demi-tour.*

La pulsation étant $\omega = 2\pi f$ et la vitesse angulaire $\Omega = 2\pi n$ on peut aussi écrire, $2\pi f = 2\pi pn$ soit :

$$\omega = p\Omega$$

La pulsation de la f.é.m. est égale à p fois la vitesse angulaire du rotor.

4° **Force électromotrice.** — *Le flux à travers la spire n'est pas sinusoïdal mais nous calculerons la force électromotrice comme s'il l'était.* Quand l'axe d'un pôle coïncide avec celui d'une spire (fig. 191) le flux est maximal, soit Φ_m sa valeur. Sa valeur instantanée Φ étant sinusoïdale de pulsation ω on peut écrire :

$$\Phi = \Phi_m \cos \omega t$$

soit :

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = \omega \Phi_m \sin \omega t$$

La valeur maximale de e est : $E_m = \omega \Phi_m$

et sa valeur efficace ($\omega = 2\pi f$) :

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi f \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4{,}44\, f\Phi_m$$

$$\mathbf{E = 4{,}44\, f\Phi_m}$$

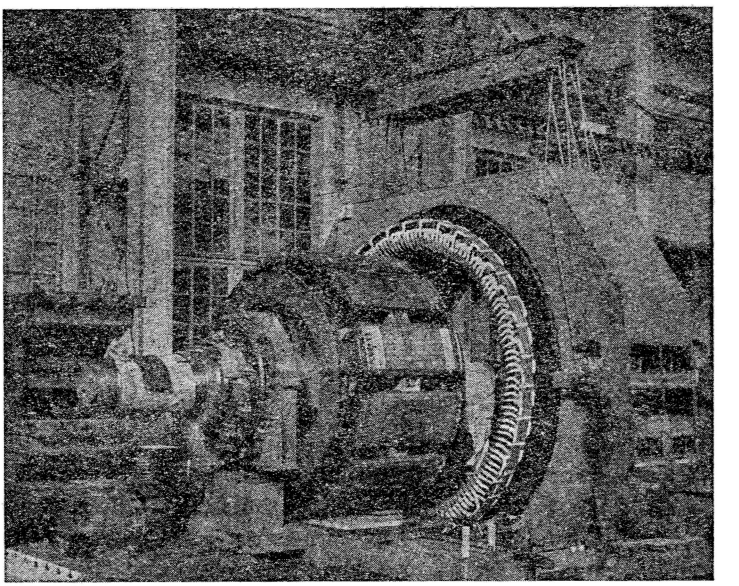
77. *Description.*

1° **Choix.** — Dans la machine à courant continu l'induit est nécessairement tournant à cause du collecteur, cette obligation n'existe plus pour l'alternateur.

Les tension et courant de l'induit étant souvent très élevés, on préfère que ce dernier soit fixe et que l'inducteur soit tournant :

STATOR = INDUIT ROTOR = INDUCTEUR

Il est bien entendu que la disposition inverse reste possible, elle est d'ailleurs parfois réalisée.

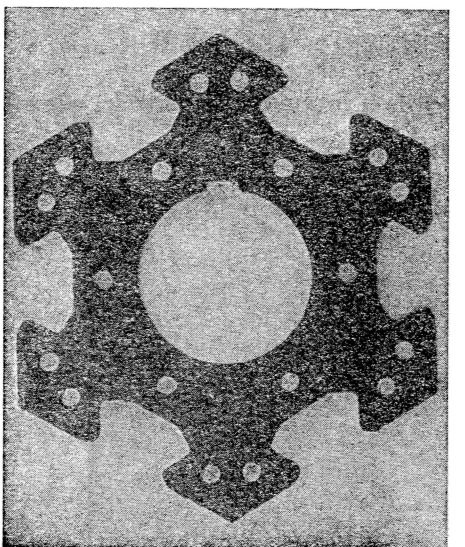


(*Photo Jeumont-Schneider.*)

Fig. 195. — *Alternateur à douze pôles, dont le rotor est sorti du stator.*

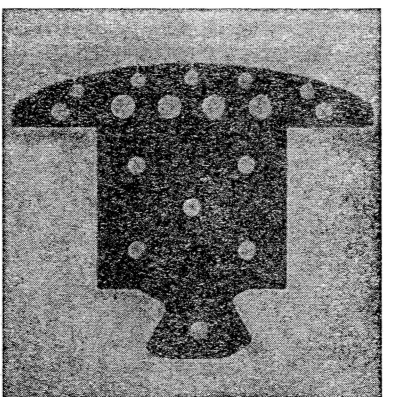
2° **Alternateur à pôles saillants.** — *a*) *Rotor* — C'est un électroaimant dont les pôles sont alternativement Nord et Sud. Les enroulements sont alimentés en continu par l'intermédiaire de balais frottants sur deux bagues (nettement visibles en avant du rotor sur la fig. 195). La partie tournante étant traversée par un flux constant il n'est pas nécessaire (sauf en monophasé) de la feuilleter. Pour des raisons économiques

elle est constituée de tôles épaisses (1,5 à 2,5 mm) découpées puis assemblées. La figure 196 est une tôle de « **roue polaire** » sur laquelle viendront s'encastrer six tôles de pôle (fig. 197). Les enroulements sont placés autour des **noyaux polaires.** Le nombre de pôles est toujours **pair,** il varie suivant la machine et son utilisation. L'angle qui existe entre les axes de deux pôles consécutifs est le **pas polaire,** il est égal à $\frac{2\pi}{2p}$ soit $\frac{\pi}{p}$.



(*Photo de l'Auteur*)

Fig. 196. — *Tôle de roue polaire.*



(*Photo de l'Auteur.*)

Fig. 197. — *Tôle de pôle.*

b) *Stator.* — Soumis à un flux tournant il est le siège d'hystérésis et de courants de Foucault, il est donc **toujours feuilleté.** Selon ses dimensions, les tôles sont d'un seul morceau ou au contraire formées de segments qui assemblés reconstituent une couronne (fig. 198). Les encoches dans lesquelles viennent se loger les conducteurs induits sont découpées à la presse. La figure 199 schématise la constitution d'un alternateur et la distribution des lignes de force.

c) *Utilisation.* — La puissance d'un alternateur à pôles saillants va de quelques kVA à 100 000 kVA environ.

La principale utilisation des alternateurs à pôles saillants est la production d'énergie électrique pour le réseau national, ce sont eux qui se trouvent dans les centrales hydrauliques, leur axe est alors le plus souvent vertical. Leur vitesse de rotation varie selon la centrale : basse ou haute

chute. Sur le réseau français la fréquence est $f = 50$ Hz, on a donc $50 = pn$ avec n en tours par seconde et

$$3\,000 = pn^*$$

avec n^* en tours par minute.

Les vitesses normalisées sont celles qui ont été données pour les machines continues (sauf 2 100 tr/mn), elles ne sont pas toujours respectées pour les alternateurs anciens. Nous donnons le tableau de correspondance entre p et n^*, attention le nombre de pôles est $2p$ (et non p).

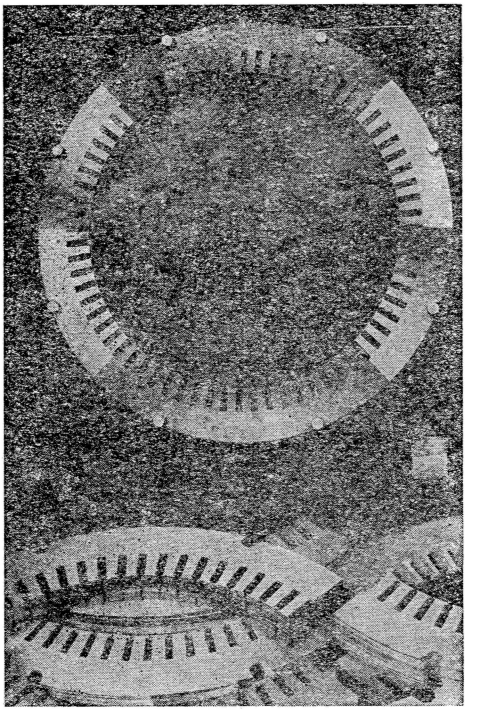
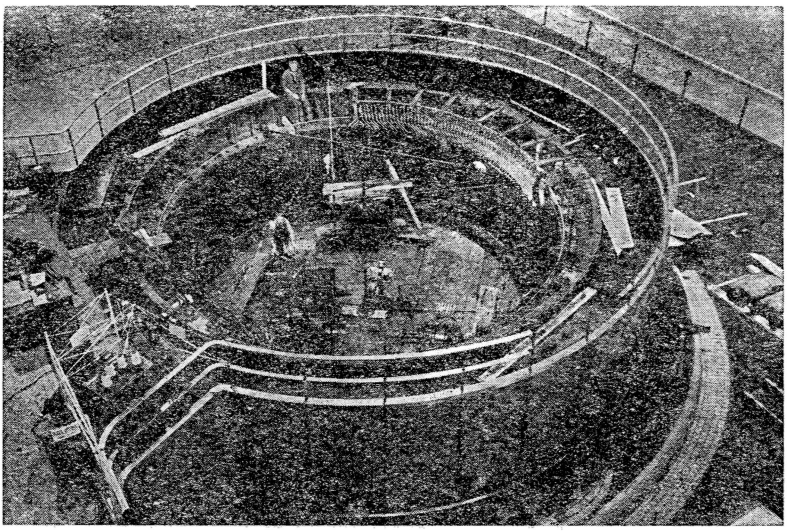


Fig. 198. — *Tôles de stator.*

(Photo Jeumont-Schneider).

p	n^*
1	3 000
2	1 500
3	1 000
4	750
5	600
6	500
7	428
8	375
10	300
12	250
16	188
20	150
24	125
32	94
40	75



(Photo Jeumont-Schneider.)

Fig. 198 *bis.* — *Montage à Génissiat d'un alternateur de 70 000 KVA.*

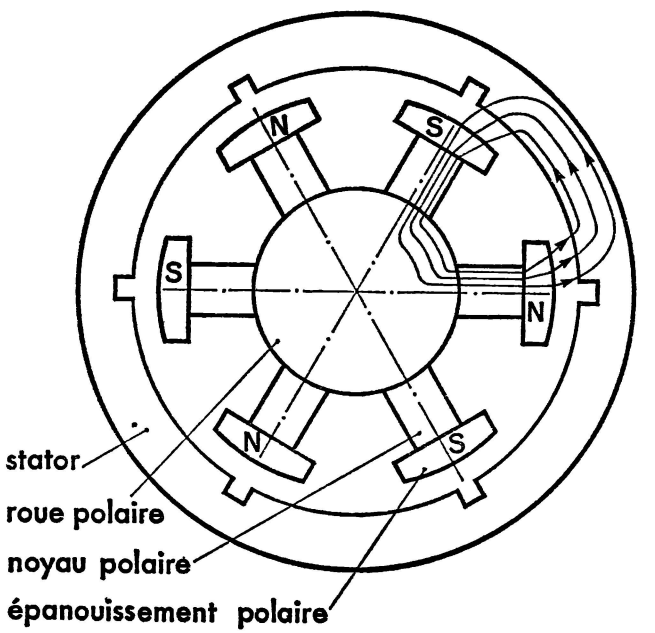
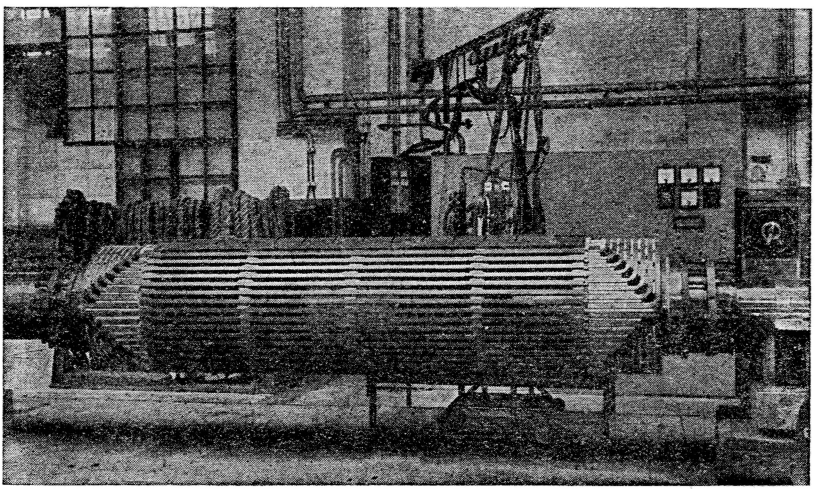


Fig. 199. — *Alternateur à six pôles.*

De nombreux alternateurs de faible puissance (jusqu'à 1 000 kVA) sont utilisés par des entreprises publiques ou privées pour leur propre usage et sont entraînés soit par de petites chutes d'eau soit par des moteurs diésel (navires, hôpitaux, grands magasins, papeteries, filatures, grandes administrations, etc.).

Notons que sur les navires de la marine nationale la fréquence est **60 Hz** (comme aux U.S.A.) et que sur les avions elle est de **400 Hz.**



(Photo Jeumont-Schneider.)

Fig. 200. — *Rotor de turbo-alternateur.*

3° **Turbo-alternateurs.** — a) *Rotor.* — Le rotor est « **lisse** », c'est un cylindre plein dans lequel on a usiné des encoches (fig. 200). Il possède le plus souvent deux pôles (fig. 201) et plus rarement quatre. Sa vitesse de rotation est donc, en France, de 3000 tr/mn ou de 1 500.

L'inertie centrifuge devra être compensée par un **solide frettage.** Calculons à titre documentaire la force « centrifuge » qui s'exerce sur un kilogramme de cuivre placé sur le rotor. Soient $n^* = 3\,000$ tr/mn et $R = 0{,}5$ m (1 m de diamètre) : $\Omega = \dfrac{2\pi n^*}{60} = 100\pi$ et

$$F = m\Omega^2 R = 1.\ (100\pi)^2.0{,}5 \simeq 50\,000 \text{ N}$$

soit 5 000 fois le poids du kilogramme!

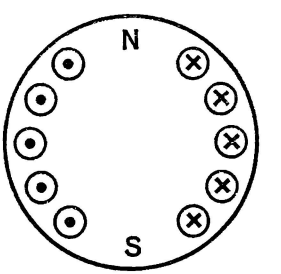
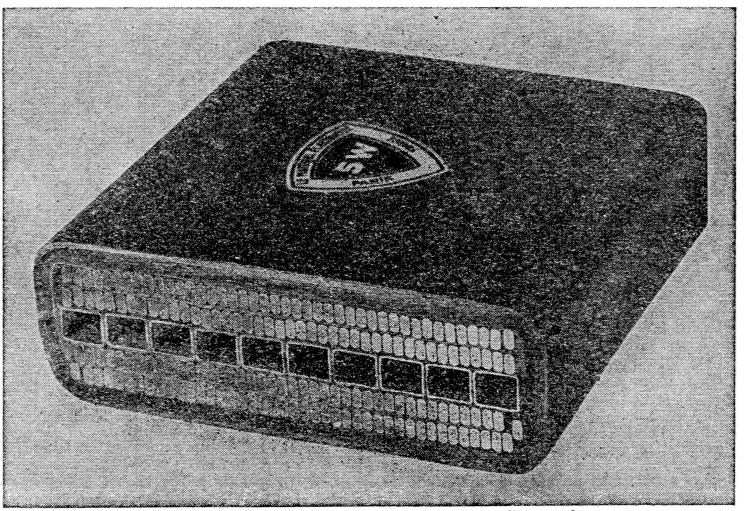


Fig. 201. — *Rotor lisse bipolaire.*

b) *Stator.* — Il est électriquement identique à celui de l'alternateur à pôles saillants mais à puissance égale, son diamètre est plus petit et sa longueur plus grande.

c) *Usage.* — *Le turbo-alternateur est l'alternateur de centrale thermique,* il est entraîné par une turbine à vapeur. Sa puissance est toujours élevée : au moins 50 000 kVA [1]. Le plus gros qui ait été construit en France (Établissement Jeumont-Schneider) atteint **660 000 kVA.**



(Photo Jeumont-Schneider.)

Fig. 202. — *Coupe d'un conducteur creux pour alternateur refroidi à l'hydrogène.*

Les machines les plus récentes sont refroidies par de l'hydrogène qui circule dans les conducteurs creux (fig. 202). Ce refroidissement a permis, sans augmenter le volume, de multiplier la puissance par 2 ou 3.

78. *Enroulement monophasé.*

1° La plupart des alternateurs (même petits) sont triphasés. Nous étudions d'abord l'enroulement monophasé parce qu'il est plus simple. A l'intérieur d'une même spire les f.é.m. induites s'ajoutent et les différentes spires sont mises en série : tous les conducteurs sont finalement en série (fig. 203).

(1) Pour les alternateurs construits après 1945.

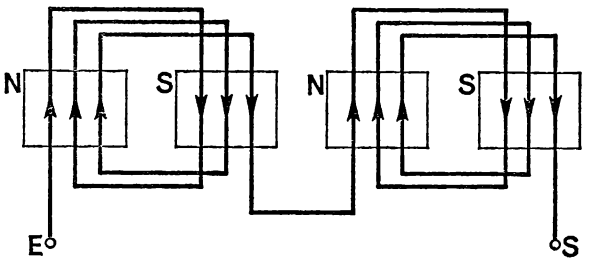


Fig. 203. — *Enroulement monophasé d'un alternateur à quatre pôles.*

2° **Force électromotrice théorique.** — Deux conducteurs d'une même spire occupent au même instant la même position par rapport à deux pôles consécutifs; compte tenu du couplage, les deux f.é.m. s'ajoutent arithmétiquement parce que en phase. Si l'on admet que les différentes spires sont superposées, donc tous les conducteurs d'un même pôle dans la même encoche, la f.é.m. totale est la somme arithmétique des f.é.m. Soit N le nombre total de conducteurs, il y a $\frac{N}{2}$ spires et

$$E = 4{,}44\, f\Phi_m \frac{N}{2} = 2{,}22\ Nf\Phi_m$$

(25) $$\boxed{E = 2{,}22\ Nf\Phi_m}$$

f en hertz
Φ_m en webers
E en volts

Remarquons que l'on peut remplacer f par pn pour trouver :

$$E = 2{,}22\ pNn\Phi_m$$

Rappelons que Φ_m est le flux total sous un pôle.

3° **Force électromotrice réelle.** — *a) Facteur de distribution.* — Les conducteurs placés sous un même pôle sont dans des encoches différentes et leur f.é.m. sont déphasées l'une par rapport à l'autre. La f.é.m. résultante n'est plus leur somme arithmétique Σe mais le module de leur somme vectorielle $\vec{E}$ (fig. 204). Le rapport de la f.é.m. obtenue à la somme arithmétique est le coefficient de distribution K_D :

$$K_D = \frac{E}{\Sigma e} < 1$$

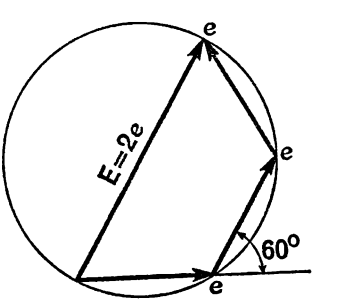


Fig. 204. — *Force électromotrice résultante.*

Par exemple (fig. 204) pour trois encoches régulièrement réparties, l'angle α de déphasage entre deux f.é.m. consécutives est 60^0, les trois f.é.m. e correspondent aux côtés d'un demi-hexagone et la résultante est le diamètre $2e$ du cercle circonscrit :

$$E = 2e \quad \text{et} \quad \Sigma e = 3e \quad \Rightarrow \quad K_D = \frac{2}{3}$$

b) *Facteur de forme.* — Nous avons établi la formule $E = 4{,}44 f \Phi_m$ (§ 76) pour une spire en supposant que le flux variait sinusoïdalement, **ce n'est pas le cas même avec un alternateur réel.** L'allure de l'induction dans l'entrefer (fig. 205) conduit à une f.é.m. efficace E plus grande que $\frac{E_m}{\sqrt{2}}$, il faut donc multiplier la f.é.m. théorique par un facteur de forme K_F plus grand que 1 :

$$E = K_F . \frac{E_m}{\sqrt{2}}$$

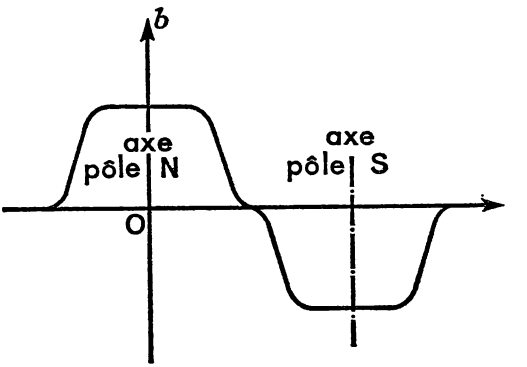


Fig. 205. — *Allure de l'induction dans l'entrefer.*

c) *F.é.m. réelle.* — Finalement :

$$E = 2{,}22 K_D K_F N f \Phi_m$$

le produit $K = 2{,}22 K_D K_F$ est appelé **coefficient de Kapp,** il doit être calculé pour chaque alternateur. Notons cependant que $K_D < 1$ et $K_F > 1$ ont un produit **voisin de l'unité.** La f.é.m. réelle ne diffère de la théorique que de quelques %.

79. *Enroulement triphasé.*

1° **Constitution :** — Trois enroulements monophasés identiques sont décalés (fig. 206) **d'un tiers** de l'intervalle compris entre deux pôles consécutifs de même nom (double pas polaire).

Les f.é.m. induites dans ces enroulements sont donc déphasées l'une par rapport à l'autre de $\frac{1}{3}$ de période (fig. 207). **L'alternateur est ainsi équivalent à trois alternateurs monophasés identiques que l'on couple soit en étoile (presque toujours) soit en triangle (rarement).**

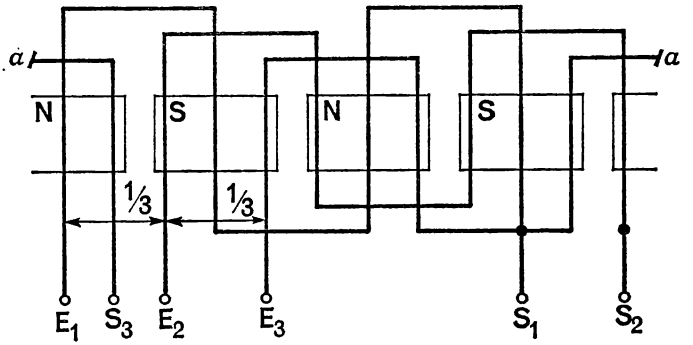


Fig. 206. — *Enroulement triphasé. E = Entrée, S = Sortie.*

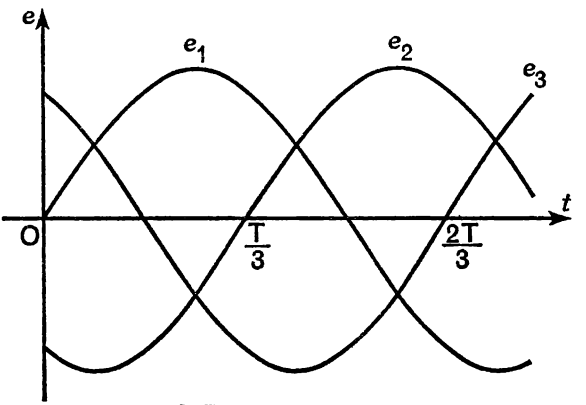


Fig. 207. — *F.é.m. triphasées.*

2° **Formules.** — a) *F.é.m.* — Chaque f.é.m. se calcule comme en monophasé (N étant le nombre de conducteurs par phase), si le couplage est triangle la f.é.m. entre phases est celle d'un enroulement; en étoile il faut multiplier la f.é.m. simple par $\sqrt{3}$:

$$E = E_s \sqrt{3}$$

b) *Puissance.* — En monophasé la puissance apparente est S = EI, en triphasé c'est **S = EI $\sqrt{3}$.**

I étant toujours le courant en ligne.

3° **Intérêt de l'alternateur triphasé.** — Le coefficient de distribution est plus élevé qu'en monophasé : environ 0,96 au lieu de 0,65 à 0,75; pratiquement pour une machine de même poids on tirera presque **50 % de puissance en plus si elle est triphasée.**

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

17. 01. — Calculer la vitesse d'un alternateur 400 Hz à 8 pôles.

17. 02. — Un alternateur tourne à 500 tr/mn, calculer son nombre de pôles pour $f = 50$ Hz et pour $f = 60$ Hz.

17. 03. — Calculer la f.é.m. théorique d'un alternateur pour $f = 50$ Hz, $\Phi_m = 0{,}1$ Wb et $N = 250$.

17. 04. — Calculer la puissance apparente d'un alternateur triphasé : $E = 5\,000$ V et $I = 3\,000$ A.

II. AVEC SOLUTION.

17. 05. — Un alternateur triphasé étoile a une f.é.m. $E = 660$ V (entre phases) et débite un courant de 500 A sous un $\cos\varphi = 0{,}8$ à la fréquence $f = 50$ Hz.

1° Calculer les puissances apparente, active et réactive.

2° Sachant que l'induit comporte 372 conducteurs et que le flux sous un pôle est de 0,027 Wb. Calculer le coefficient de Kapp.

— SOLUTION —

1° $S = EI\sqrt{3} = 660.500\sqrt{3} = 572\,000$ VA $= 572$ kVA
$P = S\cos\varphi = 572.0{,}8 = 457{,}6$ kW
$Q = S\sin\varphi = 572.0{,}6 = 343{,}2$ kvar ($\sin\varphi = 0{,}6$)

2° F.é.m. théorique :

a) Pour un enroulement :

$E_s = 2{,}22\ N f \Phi_m$ par phase : $N = \frac{372}{3} = 124$ conducteurs
$E_s = 2{,}22.124.50.0{,}027 = 371{,}5$ V

b) Entre phases :

$E = E_s\sqrt{3} = 371{,}5.1{,}732 = 644$ V

Coefficient de Kapp : $K = 2{,}22\frac{660}{644} = 2{,}28$

III. A RÉSOUDRE.

17. 06. — Un alternateur triphasé à 12 pôles porte 600 conducteurs, le flux sous un pôle est 0,15Wb. Le débit étant de 800 A sous un cos φ de 0,85 à la fréquence de 50 Hz. Calculer :

1° La vitesse de rotation. 2° La f.é.m. 3° Les différentes puissances.

17. 07. — Un alternateur monophasé a les caractéristiques suivantes : $N = 180$, $\Phi = 0{,}05$Wb, 6 pôles, $f = 50$ Hz. Calculer :

1° Sa vitesse. 2° Sa f.é.m. théorique. 3° Sa f.é.m. réelle si $K_D = 0{,}75$ et $K_F = 1{,}05$. 4° Sa puissance apparente pour un débit de 100 A. 5° La puissance apparente que l'on aurait, pour le même débit, si l'alternateur était triphasé étoile avec $K_D = 0{,}96$ (recalculer E réelle puis S).

18

FONCTIONNEMENT DE L'ALTERNATEUR

80. *Caractéristique à vide.*

1° **Montage.** — L'inducteur est alimenté en courant continu par l'excicatrice (voir § 85) ou par une source auxiliaire, un rhéostat permet le réglage du courant *i* d'excitation (fig. 208). Un voltmètre pour alternatif mesure la f.é.m. efficace.

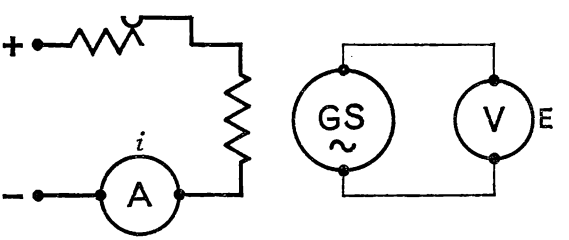


Fig. 208. — *Montage à vide.*

2° **Mesures.** — Elles se font à vitesse constante.

Il en sera ainsi pour toutes les mesures relatives à l'alternateur puisque la **vitesse conditionne la fréquence.**

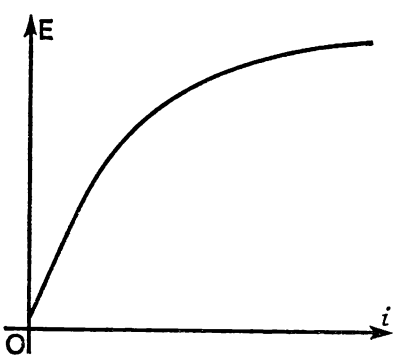


Fig. 209. — *Caractéristique à vide.*

3° **Courbe.** — Elle est analogue (fig. 209) à celle d'une génératrice à courant continu. La f.é.m. qui existe pour $i = 0$ est due au rémanent. En triphasé on peut relever soit la f.é.m. simple E_s (en cas de couplage étoile) soit E entre phases. Rappelons qu'une donnée E, sans autre précision, est toujours la f.é.m. entre phases.

81. *Caractéristiques en charge.*

1° **Montage.** — La charge est constituée par un rhéostat en parallèle avec une self réglable, on pourra ainsi faire varier et le courant I et le facteur de puissance (fig. 210).

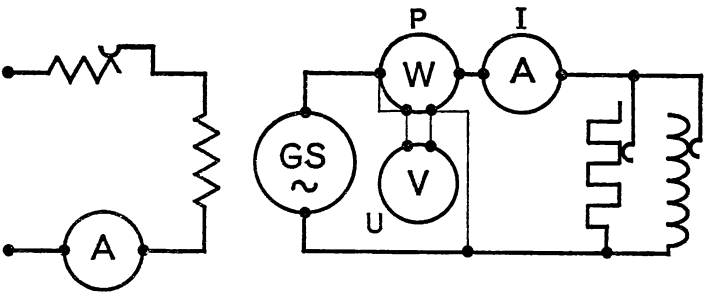


Fig. 210. — *Montage en charge (monophasé).*

2° **Tracé.** — Les caractéristiques en charge se tracent à **vitesse et à excitation constantes** pour différentes valeurs du facteur de puissance.

3° **Courbes.** — Ce sont les courbes $U = f(I)$ à $\cos\varphi$ constant (fig. 211).

Pour $\cos\varphi = 1$, la tension diminue quand le courant débité augmente.

Pour $\cos\varphi = 0{,}8$ avec un déphasage arrière (charge partiellement inductive) la tension décroît encore plus rapidement.

En mettant des condensateurs en parallèle avec le rhéostat et en supprimant la self on peut obtenir un déphasage avant, la tension commence alors par croître avec I.

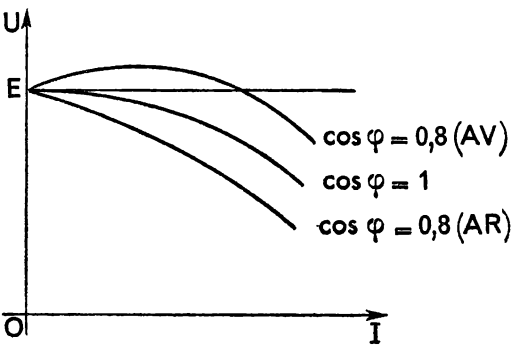


Fig. 211. — *Caractéristiques en charge.*

4° **Causes des variations de la tension.** — L'enroulement induit de l'alternateur a une résistance R mais celle-ci est très faible et la chute de tension RI est le plus souvent négligeable. Les variations de la tension sont essentiellement dues à la **réaction d'induit** : le courant

alternatif débité circule dans l'enroulement du stator et y produit une f.é.m. induite qui, s'opposant à la cause qui lui donne naissance (loi de Lenz), est en fait une force contre-électromotrice.

La valeur de celle-ci est proportionnelle au courant I et à la pulsation ω, on peut l'écrire $\mathbf{E' = L\omega I}$, où L représente une inductance équivalente à la réaction d'induit. Cette f.c.é.m. diminue la f.é.m. E_v qui serait produite par l'inducteur seul, E_v est la f.é.m. que l'on aurait à vide avec le même courant d'excitation. On obtient entre les valeurs efficaces la relation vectorielle suivante :

$$\vec{E}_v - \vec{E'} = \vec{U} + \vec{RI}$$

soit :

$$\vec{E}_v = \vec{U} + \vec{RI} + (\vec{L\omega I})$$

ou avec la notation complexe :

$$\overline{E}_v = \overline{U} + \overline{RI} + j\overline{L\omega I}$$

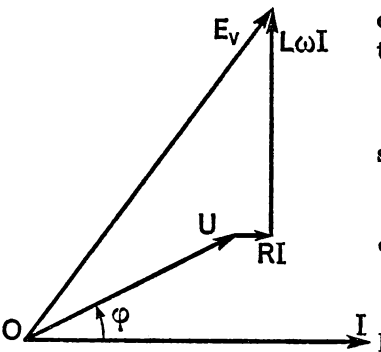


Fig. 212. — *Graphique des tensions.*

la chute de tension $L\omega I$, due à une inductance étant en quadrature avant du courant (fig. 212).

La relation est analogue à celle qui était obtenue pour une génératrice à courant continu $\mathbf{E = U + RI + e}$, mais ici la chute réactive $L\omega I$ est relativement beaucoup plus grande que e : **elle est du même ordre de grandeur que U et bien souvent supérieure.**

82. *Fonctionnement à tension constante.*

1° **Nécessité.** — Un réseau d'utilisation doit fonctionner à tension sensiblement constante, la chute de tension $L\omega I$ étant inévitable, on obtiendra une tension constante **en augmentant la f.é.m. E_v, donc le courant d'excitation,** quand le courant débité croît. A pleine charge la f.é.m. E_v nécessaire est de l'ordre de 2 ou 3 fois U, compte tenu de la saturation il sera nécessaire d'augmenter i encore davantage : le courant d'excitation à pleine charge atteint couramment 3 à 5 fois le courant d'excitation à vide.

2° **Courbe de réglage.** — C'est la courbe $i = f(I)$, on la trace **en augmentant la charge I et en maintenant U constant par action sur**

l'excitation, la vitesse étant, bien entendu, maintenue constante. L'allure de la courbe varie avec le facteur de puissance (fig. 213).

3° **Régulation.** — A l'aide de la courbe de réglage, on pourra déterminer le dispositif qui réglera automatiquement *i* en fonction du courant I et du facteur de puissance. Ce dispositif est un régulateur de tension.

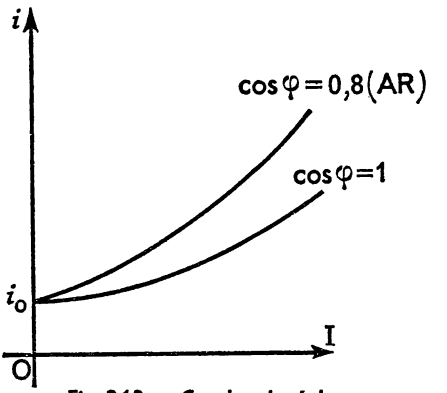
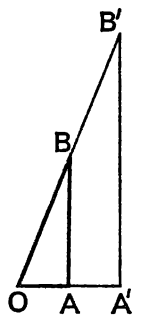


Fig. 213. — *Courbes de réglage.*

*83. *Diagramme de Behn-Eschenburg.*

1° **Variation de Lωl.** — A cause de la saturation l'inductance L, équivalente à la réaction d'induit, n'est pas constante : elle décroît quand I augmente. Le produit LωI n'est donc pas proportionnel au courant, il croît moins vite que celui-ci.



2° **Hypothèse de Behn-Eschenburg.** — Pour simplifier on néglige la saturation, L sera donc constant et **la chute de tension LωI proportionnelle à I :** quand le courant double, RI et LωI doublent et le triangle OAB (fig. 214) : OA = RI et AB = LωI, reste semblable à lui-même quand I varie.

Fig. 214. — *Le triangle OAB reste semblable à lui-même.*

3° **Détermination de Lω.** — Supposer qu'il n'y a pas de saturation revient à supposer que **la caractéristique à vide est une droite.** Si l'alternateur étant en court-circuit on l'excite, toute la f.é.m. sera appliquée à l'impédance interne (R et Lω) et la tension sera nulle :

$$\overline{E}_s = R\overline{I}_{cc} + jL\omega\overline{I}_{cc}$$

La mesure de I_{cc} permet le calcul de l'impédance interne puisque

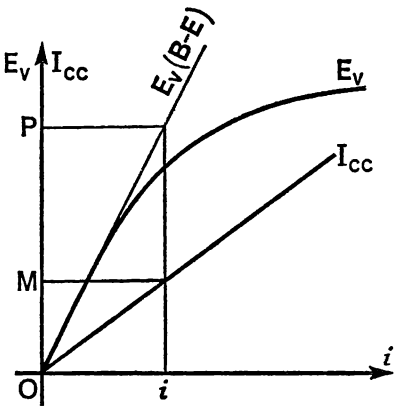


Fig. 215. — *Caractéristique en court-circuit et droite $E_v = f(i)$ dans l'hypothèse de Behn-Eschenburg (B-E).*

l'on connaît E_v; **pour la même excitation,** grâce à la partie linéaire de la caractéristique à vide (fig. 215) :

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2} = \frac{E_v}{I_{cc}}$$

(pour le même courant d'excitation).

Le produit $L\omega$ est la réactance du stator : $L\omega = \sqrt{Z^2 - R^2}$, la résistance R peut être facilement mesurée; bien souvent on pourra même la négliger car $R \ll L\omega$ et le triangle OAB se réduit à $AB = L\omega I$.

4° Caractéristique en court-circuit. — C'est la courbe $I_{cc} = f(i)$ dont un point permettra le calcul de Z. Le relevé de plusieurs points montre que c'est une droite (fig. 215) : I_{cc} est proportionnel à i, comme on admet aussi que E_v lui est proportionnel le quotient $Z = \frac{OP}{OM} = \frac{E_v}{I_{cc}}$ est bien constant et indépendant de la valeur de i retenue.

Que l'on ne s'effraye pas du mot court-circuit, l'alternateur ne risque rien, grâce à la réaction d'induit le courant de court-circuit n'atteint pas des valeurs dangereuses : si l'on donne au courant d'excitation la valeur i_0 qui correspond à la tension nominale à vide le courant de court-circuit est **plus petit que le courant nominal** I_N! (fig. 216). On peut donc sans inquiétude tracer la caractéristique en court-circuit jusqu'à l'excitation i_0 et même au delà.

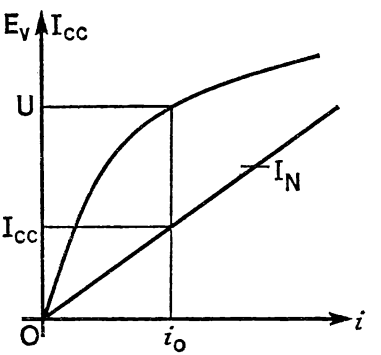


Fig. 216. — *Pour i_0, I_{cc} est inférieur à I_N.*

5° Diagramme. — C'est le graphique de la figure 212 où I (ou φ) est supposé variable. Il est construit comme un diagramme de Kapp mais avec une chute de tension réactive beaucoup plus importante.

A. Fonctionnement à excitation constante : E_v est aussi constant, l'extrémité C de E_v décrit le cercle Γ de centre O et de rayon $OC = E_v$.

a) *I variable et φ constant.* — Le vecteur $\vec{U}$ parallèle à la direction Ox [$\varphi = (\vec{I}, \vec{Ox})$] est compris entre la droite Δ et le cercle Γ (fig. 217).

b) *φ variable et I constant.* — Nous renvoyons à la figure 228.

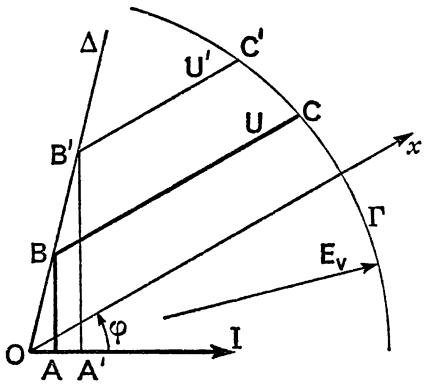


Fig. 217. — *Diagramme de Behn-Eschenburg pour E_v et φ constants.*

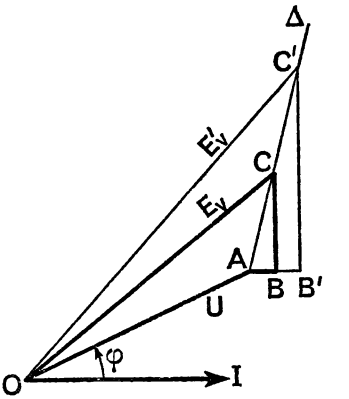


Fig. 218. — *Diagramme de Behn-Eschenburg pour U et φ constants.*

B. Fonctionnement à tension constante. — a) *I variable et φ constant.* — Nous portons d'abord le vecteur $\vec{U}$ constant [$\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$] puis $RI = AB$ et $L\omega I = BC$, l'extrémité C de E_v décrit la droite Δ (fig. 218).

b) *φ variable et I constant.* — Nous renvoyons à la figure 229.

Remarque. — Les diagrammes de Kapp et de Behn-Eschenburg étant construits de la même façon on notera les correspondances :

$$\varphi_2 \to \varphi \quad I_2 \to I \quad U'_1 \to E_v \quad U_2 \to U \quad R_s I_2 \to RI \quad X_s I_2 \to L\omega I$$

6° **En triphasé.** — Si l'on a tracé la caractéristique à vide pour la tension entre phases et la caractéristique en court-circuit pour le courant en ligne (extérieur à l'alternateur) l'impédance Z, n'est pas celle des enroulements (que ceux-ci soient couplés en triangle ou en étoile), mais le diagramme de Behn-Eschenburg se construit directement pour U entre phases et I en ligne, seule la résistance R serait à calculer selon le couplage, nous la négligerons.

84. *Rendement d'un alternateur.*

1° **Puissance utile.** — En triphasé $P = UI\sqrt{3}\cos\varphi$; en monophasé $P = UI\cos\varphi$.

2° **Bilan des pertes.** — a) *Pertes constantes.* — Ce sont les pertes dans le fer et les pertes mécaniques, elles sont à peu près indépendantes de la charge I on peut donc les mesurer par un essai à vide avec l'excitation donnant $E_v = U$.

b) *Pertes joules dans l'inducteur.* — L'excitation consomme $p = ui$, où u est la tension d'excitation. Si le système d'excitation a un rendement η' les pertes réelles sont $p' = \frac{p}{\eta'}$.

c) *Pertes joules dans l'induit.* — On les définit avec la résistance R mesurée entre deux bornes de phase du stator.

Montage étoile. — Soit r la résistance d'une phase et I le courant en ligne (donc dans une phase), dans un enroulement on a :

$$p_1 = rI^2 \text{ et au total } p = 3rI^2$$

La résistance R mesurée entre deux bornes est (fig. 219) :

$$R = 2r \Rightarrow r = \frac{R}{2} \text{ et l'on peut écrire :}$$

$$p = 3rI^2 = \frac{3}{2}RI^2$$

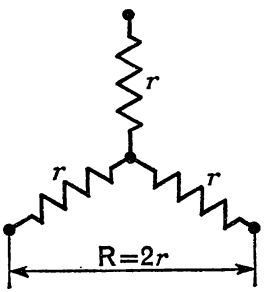


Fig. 219.

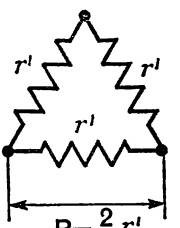


Fig. 220.

Montage triangle. — Soit r' la résistance d'une phase, elle est traversée par le courant $J = \frac{I}{\sqrt{3}}$ et les pertes joules y sont $p_1 = r'\left(\frac{I}{\sqrt{3}}\right)^2 = \frac{r'I^2}{3}$ soit pour les 3 phases $p = r'I^2$.

La résistance R mesurée entre 2 phases est (fig. 220) la résistance équivalente à $2r'$ en parallèle avec r' soit :

$$R = \frac{2r' \cdot r'}{3r'} = \frac{2}{3}r'$$

on en tire $r' = \frac{3}{2}R$ et $p = \frac{3}{2}RI^2$

Conclusion. — Que les enroulements du stator soient montés en étoile ou en triangle les pertes joules ont la même expression.

(26) $$\boxed{p = \frac{3}{2} RI^2}$$

avec R résistance mesurée entre 2 bornes de phase et I courant extérieur (dans un fil de ligne).

d) *Pertes supplémentaires.* — Dues aux courants de Foucault dans les parties métalliques (cuivre et fer) elles ne sont pas calculables mais peuvent être mesurées au cours d'un essai.

3° Rendement :

$$\boxed{\eta = \frac{P_u}{P_a}}$$

avec $P_a = P_u +$ pertes.

4° Exemple. — Alternateur à pôles saillants, 4 pôles :

$S = 350$ kVA, $\cos \varphi = 0{,}8$ $P_u = 350 . 0{,}8 = 280$ kW

Pertes dans le fer. . . .	3 kW
Pertes mécaniques. . . .	4 kW
Pertes joules rotor . . .	1,5 kW
Portes joules stator . . .	5,5 kW
Pertes supplémentaires. .	4,5 kW
Total	18,5 kW $\Rightarrow P_a = 280 + 18{,}5 = 298{,}5$ kW

$$\eta = \frac{280}{298{,}5} = 0{,}938 \rightarrow 93{,}8\ \%$$

Les gros alternateurs ont des rendements atteignant 97 ou 98 %.

85. *Excitation des alternateurs.*

1° Problème posé. — L'alternateur fournit de l'alternatif et l'inducteur a besoin de continu. Il faut donc soit une source de continu, soit un dispositif (redresseur) donnant du continu quand on l'alimente en alternatif.

2° Excitatrice. — C'est la solution « ancienne », la seule qui ait existé jusqu'en 1955 environ. Une génératrice à courant continu, shunt ou compound, fournit au rotor la puissance dont il a besoin. Cette génératrice est le plus souvent en bout d'arbre de l'alternateur, donc entraînée par le même moteur. Les variations du courant d'excitation de l'alternateur sont obtenues par le réglage du courant d'excitation de la génératrice (fig. 221). L'excitatrice des gros alternateurs est bien souvent excitée elle-même par une excitatrice auxiliaire (fig. 222) dont l'excitation est réglée par un rhéostat. On comprendra sans peine que le réglage est d'autant plus économique qu'il se fait sur un circuit où la puissance mise en jeu est plus faible.

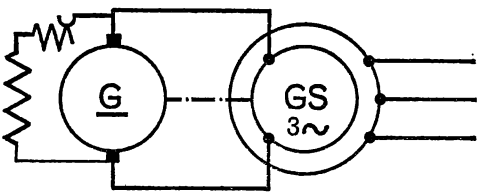


Fig. 221. — *Alternateur et son excitatrice.*

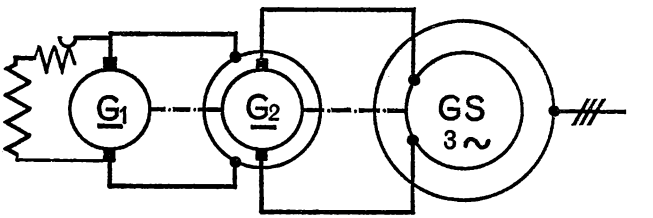


Fig. 222. — *Alternateur et ses deux excitatrices.*

Exemple. — Alternateur triphasé :

5 000 V — 10 000 A $\quad S = 87\,000$ kVA

Génératrice principale :

200 V — 300 A $\quad P = 60$ kW

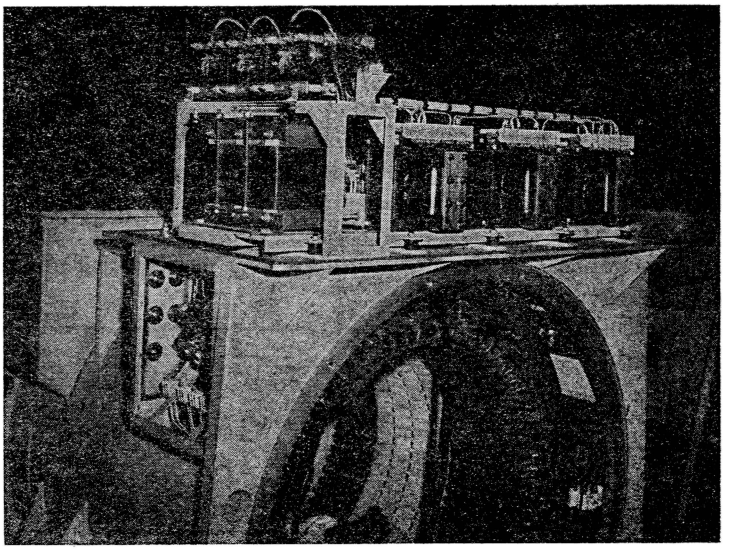
Génératrice auxiliaire :

120 V — 15 A $\quad p = 1\,800$ W

Excitation de cette dernière :

120 V — 0,5 A, soit 60 W

La consommation du rhéostat placé dans ce circuit d'excitation sera de quelques dizaines de watts et permettra de commander les 87 MVA de la puissance de l'alternateur!



(Photo Jeumont-Schneider.)

Fig. 223. — *Dispositif d'excitation statique d'un alternateur. (Sur le dessus les redresseurs).*

3° **Excitation statique** (fig. 223). — Elle fait appel à un dispositif plus ou moins complexe mais comportant toujours des redresseurs. L'étude des redresseurs est effectuée dans « Electronique, classe terminale F_3 ». Nous nous bornerons ici à expliquer le rôle du redresseur.

a) *Rôle du redresseur.* — Un redresseur (fig. 224) est un élément passif qui se laisse traverser dans un seul sens par le courant électrique : de A vers B. Si on le place dans un circuit soumis à une tension alternative, on obtiendra un courant **unidirectionnel** (fig. 225); la tension entre les bornes de R est dite **redressée.** On conçoit dès

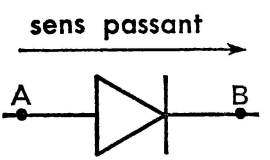


Fig. 224. — *Symbole d'un redresseur.*

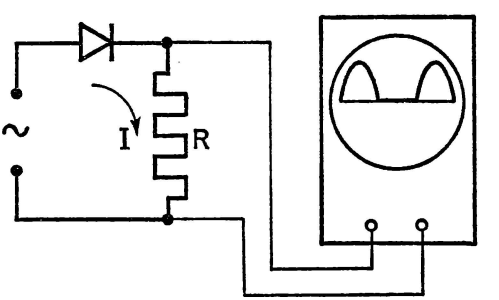


Fig. 225. — *Le courant est unidirectionnel.*

lors qu'il soit possible d'utiliser, après **redressement et filtrage**, la tension et le courant de l'alternateur pour obtenir le courant continu nécessaire à son excitation.

b) *Alternateur « shunt »*. — La tension est redressée et appliquée entre les bornes du rotor. Le problème de l'amorçage est celui d'une génératrice shunt : il se produit grâce au rémanent si le sens du couplage est convenable. Nous donnons le schéma de principe (fig. 226) pour un alternateur monophasé. L'alternateur aurait avec ce dispositif une caractéristique shunt : chute rapide de la tension quand le débit augmente.

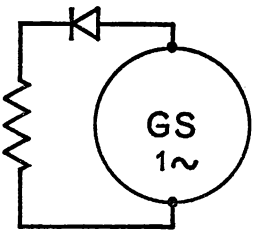


Fig. 226. — *Schéma de principe d'un alternateur « shunt »*.

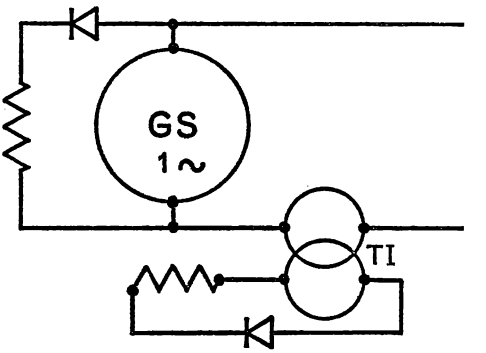


Fig. 227. — *Schéma de principe d'un alternateur « compound »*.

c) *Alternateur « compound »*. — Pour remédier à la chute de tension il faut trouver un dispositif qui augmente le courant d'excitation (donc la f.é.m. à vide E_v) quand le débit augmente. Un transformateur d'intensité (TI) dont le primaire est sur un fil de ligne pourrait alimenter quelques spires « gros fil » placées sur les pôles (fig. 227). La réalisation technique de ce « compoundage » est en réalité obtenue avec le seul enroulement inducteur (sans spires additives) mais nous avons retenu ce système fictif parce qu'il est particulièrement facile à comprendre.

86. *Fonctionnement d'un alternateur isolé.*

1° Définition. — Un alternateur est « isolé » s'il alimente une installation indépendante sans être couplé sur un réseau.

2° Mise en vitesse. — Elle s'effectue par le moteur d'entraînement, celui-ci possède toujours un régulateur de vitesse car l'alternateur doit fonctionner à vitesse constante puisque celle-ci conditionne la fréquence.

3° **Mise en charge.** — Lorsque l'on charge l'alternateur le moteur tend à ralentir, le régulateur entre en action : si le moteur est un diésel, il injecte davantage de gas-oil, l'énergie consommée augmente au fur et à mesure que la puissance active demandée à l'alternateur croît.

« La puissance active d'un alternateur vient du moteur qui l'entraîne ».

4° **Réglage du réactif.** Si l'on passe progressivement d'une charge résistante à une charge inductive **consommant la même puissance active,**

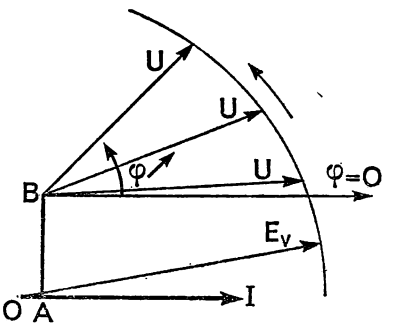


Fig. 228. — *Quand φ augmente, U diminue (E_v est constant).*

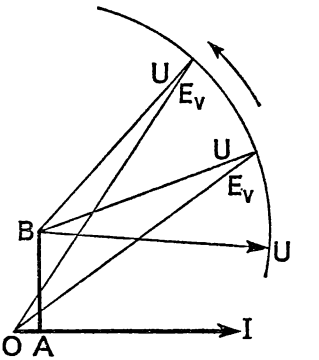


Fig. 229. — *Pour avoir une tension constante, il faut augmenter E_v.*

le moteur ne consomme pas davantage de carburant mais la tension de l'alternateur diminue quand le déphasage augmente (fig. 228). Si l'on veut maintenir constante la tension, il faut augmenter E_v, donc l'excitation, au fur et à mesure que φ croît (fig. 229). (1)

« La puissance réactive d'un alternateur est réglée par son excitation ».

87. *Fonctionnement d'un alternateur couplé sur un réseau.*

1° **Opérations nécessaires au couplage.** — a) *Mise en vitesse de l'alternateur.* — Elle s'obtient par action sur le moteur d'entraînement : admission du carburant, de la vapeur ou ouverture des vannes. La vitesse atteinte doit être peu différente de celle qui correspond à la fréquence *f* du réseau.

(1) Pour simplifier, les diagrammes ont été construit sans changement de OAB, mais en fait, à puissance constante, le courant augmente.

b) *Réglage de l'excitation.* — On ajuste celle-ci pour avoir une f.é.m. voisine de la tension du réseau.

c) *Contrôle de l'ordre des phases* (dans le cas de l'alternateur triphasé). Ses phases doivent se succéder dans le même ordre que celles du réseau. Supposons que les vecteurs de Fresnel représentant les tensions U du réseau tournent dans le sens positif et les vecteurs E de l'alternateur dans le sens opposé (fig. 230). Lorsque U_1 et E_1 coïncident la tension entre **A** et **A'** est nulle mais les tensions entre **B** et **B'** d'une part et **C** et **C'**

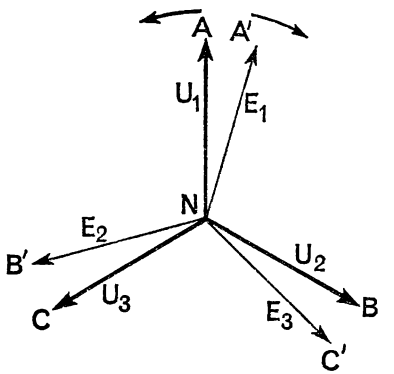


Fig. 230. — *Quand les vecteurs U et E tournent en sens inverse les lampes de la fig. 231 ne s'éteignent pas simultanément.*

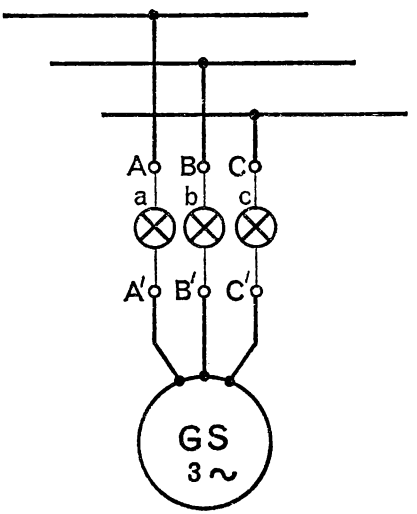


Fig. 231. — *Contrôle de l'ordre des phases.*

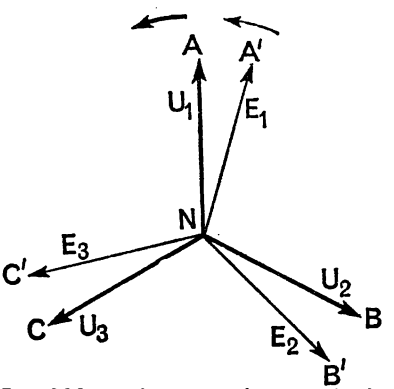


Fig. 232. — *Les trois lampes de la figure 231 s'allument et s'éteignent simultanément.*

d'autre part ne le sont pas : la lampe «*a*» est éteinte et les lampes «*b*» et «*c*» allumées (fig. 231). Les trios de vecteurs tournant en sens inverse l'un de l'autre les lampes *a*, *b*, *c* s'éteindront à tour de rôle : on verra des « feux tournants ». Le couplage ne pourra être effectué puisque les 3 tensions **AA'**, **BB'**, **CC'** ne seront jamais nulles simultanément.

Si nous permutons 2 fils de connexion de l'alternateur B' et C'

par exemple, les f.é.m. se succèderont alors dans le même sens que les tensions et lors de la coïncidence de U_1 et E_1, il y aura aussi coïncidence pour U_2 et E_2 et pour U_3 et E_3, les 3 lampes seront éteintes simultanément et se rallumeront simultanément aussi (fig. 232).

d) *Couplage.* — Pour éviter toute surintensité au couplage on ferme l'interrupteur tripolaire quand les 3 tensions **AA'**, **BB'**, **CC'** sont sensiblement nulles, c'est-à-dire les lampes éteintes. L'alternateur se « **synchronise** » alors sur le réseau c'est-à-dire qu'il prend exactement la vitesse $n = \frac{f}{p}$.

2° **Fonctionnement de l'alternateur couplé.** — Nous supposons que le couplage est effectué sur un réseau dont la puissance est très grande par rapport à celle de l'alternateur : c'est le cas du couplage sur le réseau national EDF. Il est bien évident que s'il y a déjà 100 alternateurs de même puissance sur le réseau, le 101e ne pourra commander à lui seul la tension de l'ensemble : un alternateur couplé fonctionne à tension constante.

3° **Mise en charge active.** — En augmentant la puissance du moteur d'entraînement jusqu'à la valeur P, on oblige l'alternateur à débiter un courant actif $I_a = \frac{P}{U\sqrt{3}}$ mais son courant réactif et son courant total peuvent être quelconques.

4° **Mise en charge réactive.** — Pour que l'alternateur prenne sa part de charge réactive, on règle son excitation jusqu'à ce que le courant réactif prenne la valeur I_r prévue, **ce réglage ne modifie pas le courant actif.**

5° **L'ensemble de ces réglages est résumé** (fig. 233). — Si l'on modifie l'alimentation du moteur l'extrémité A du vecteur I se déplace sur D, sa projection $I_r = I \sin \varphi$ sur l'axe OQ est constante et la puissance réactive Q aussi.

Si l'on modifie l'excitation, l'extrémité A du vecteur I se déplace sur Δ, sa projection $I_a = I \cos \varphi$ sur l'axe OP est constante et la puissance active P aussi.

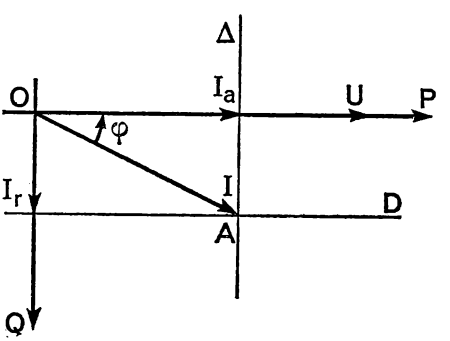


Fig. 233. — *Les réglages de I_a et de I_r sont indépendants.*

PROBLÈMES

I. AVEC SOLUTION.

18. 01. — Un alternateur monophasé fournit un courant de 50 A sous une tension de 240 V et avec un facteur de puissance de 0,8. Le rotor consomme 8 A sous une tension de 35 V, les pertes constantes sont de 450W et la résistance de l'enroulement du stator est R = 0,2 Ω.

1° Calculer la puissance utile de l'alternateur et son rendement.

2° Sachant que pour la même excitation on a relevé : $E_v = 280$ V et $I_{cc} = 40$ A, calculer l'impédance et la réactance interne et déterminer la f.é.m. E_v par le graphique de Behn-Eschenburg.

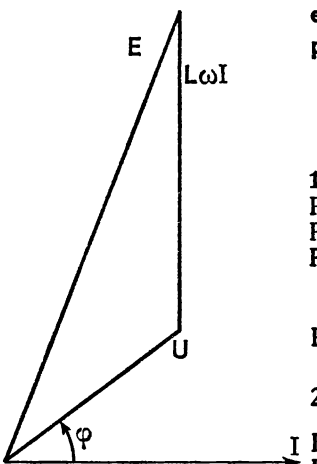


Fig. 234.

— Solution —

1° $P_u = UI \cos\varphi = 240.50.0{,}8 = 9\,600$ W
Pertes joules rotor : $35.8 = 280$ W.
Pertes joules stator : $0{,}2.50.50 = 500$ W.
Puissance absorbée :
$P_a = 9\,600 + 280 + 500 + 450 = 10\,830$ W

Rendement : $\eta = \dfrac{P_u}{P_a} = \dfrac{9\,600}{10\,830} = 0{,}885 \rightarrow 88{,}5\ \%$

2° $Z = \dfrac{E_\varphi}{I_{cc}} = \dfrac{280}{40} = 7\ \Omega.$

$L\omega = \sqrt{Z^2 - R^2} = \sqrt{49 - 0{,}04} \simeq 7\ \Omega \quad (R \ll L\omega)$
$L\omega I = 7.50 = 350$ V.
Lecture sur le graphique (fig. 234) : $E_\varphi = 530$ V.

18. 02. — Un alternateur triphasé fournit un courant de 400 A sous une tension de 420 V et avec un facteur de puissance de 0,9. La résistance mesurée entre phases du stator est R = 0,03 Ω et l'ensemble des pertes constantes et joules du rotor est $p = 6$ kW.

1° Calculer la puissance utile de l'alternateur et son rendement.

2° Sachant que pour la même excitation on a relevé :

Ev = 510 V et Icc = 300 A, calculer la réactance interne (R est ici négligée) et déterminer la f.é.m. Ev qui correspond un débit de 400 A sous 420 V.

— SOLUTION —

1° $P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi = 420.400.1{,}732.0{,}9 = 262\,000$ W.

Pertes joules stator : $p' = \frac{3}{2}RI^2 = \frac{3}{2}.0{,}03.400.400 = 7\,200$ W.

$P_a = 262 + 6 + 7{,}2 = 275{,}2$ kW.

Rendement : $\eta = \frac{262}{275{,}2} = 0{,}953 \rightarrow 95{,}3\ \%$.

2° $Z = \frac{510}{300} = 1{,}7\ \Omega = L\omega$.

$L\omega I = 1{,}7.400 = 680$ V (valeur composée à ajouter à la tension entre phases).

Lecture sur le graphique (fig. 235) : $E_v = 940$ V.

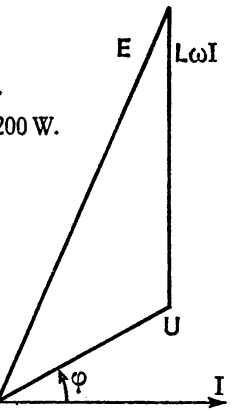


Fig. 235.

II. — A RÉSOUDRE.

18. 03. — Un alternateur triphasé débite 650 A sous une tension de 1 100 V. L'ensemble des pertes constantes et joules du rotor sera supposé invariable et égal à 25 kW. La résistance mesurée entre phases du stator est R = 0,08 Ω. Calculer pour chacun des facteurs de puissance suivant : 1 — 0,8 et 0,6 (charge inductive).

1° Les puissances active et réactive fournies par l'alternateur.

2° Le rendement.

On disposera les résultats en tableau.

18. 04. — On donne la caractéristique en charge d'un alternateur monophasé à cos φ = 0,85. La résistance du stator est R = 0,1 Ω et l'ensemble des autres pertes, supposées invariables est p = 550W. Déterminer le rendement pour chaque valeur du courant.

I	0;	10;	20;	30;	40;	50
U	550;	522;	480;	415;	330;	200

***18. 05.** — Un alternateur triphasé fonctionne à tension constante U = 550 V. Connaissant la caractéristique à vide et la caractéristique en

court-circuit, déterminer à l'aide du diagramme de Behn-Eschenburg, la valeur à donner au courant d'excitation pour les courants débités suivants (cos $\varphi = 0,9$; charge inductive) :

10 — 20 — 30 — 40 — 50 A

I	0	2	4	6	8	10	12
E_v	0	480	660	750	820	870	900
I_{cc}	0	50	100				

19

* PRODUCTION DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

« L'énergie électrique doit être produite à l'instant même où elle est consommée ».

88. *Problèmes de la production.*

1° **La consommation annuelle.** — Dans un pays moderne elle augmente chaque année de 7 p. 100 environ ce qui correspond à un doublement en 10 ans. En France elle a, pour la première fois en 1965, dépassé 100 milliards de kWh. On peut donc s'attendre à une consommation de plus de 200 milliards en 1975 et plus de 400 en 1985. Le producteur de l'énergie doit donc prévoir plusieurs années à l'avance les investissements (centrales, générateurs, lignes...) qui lui permettront de faire face à la demande.

Voici un tableau des consommations et des prévisions en milliards de kWh.

Production (consommation + pertes)				Prévisions E.D.F.	
1950	1955	1960	1965	1970	1975
85	45	72	102	150	220

2° **Puissance moyenne annuelle.** — Divisons la consommation annuelle de 1965 par le nombre d'heures soit : 24.865 = 8 760 h, nous trouvons :

$$P_{moy} = \frac{102.10^9}{8\,760} = 11{,}6.10^6 \text{ kW}$$

Cette puissance n'est évidemment qu'une moyenne et si la puissance de tous les alternateurs existants ne la dépassait pas, il faudrait que la demande soit régulièrement répartie : jour et nuit, semaine et dimanche. En outre, il ne devrait y avoir ni panne, ni révision de machines.

3° **Puissance appelée.** — Elle varie à chaque instant selon les besoins des usagers. Elle est plus élevée :

a) Au mois de décembre : froid, obscurité.

b) Les jours de semaines : usines, métro et trains (trafic plus important).

c) Avant le lever du jour et après la tombée de la nuit : au moins quand ceux-ci coïncident avec les heures de travail.

Finalement c'est *fin décembre, un jour de semaine, vers 8 h et vers 18 h* que la puissance appelée est maximale. En 1965 ce maximum a atteint $17{,}5.10^6$ kW soit 50 p. 100 de plus que la moyenne.

4° **Puissance installée.** — Elle doit tenir compte de la puissance maximale susceptible d'être appelée mais aussi :

— des machines immobilisées : panne, révision;

— de l'impossibilité d'utiliser toutes les centrales hydrauliques par manque d'eau.

— d'une marge de sécurité pour tenir compte des imprévus.

En 1965, la puissance installée était de 26.10^6 kW soit plus du double de la puissance moyenne!

La consommation aux *heures de pointe* (heures de forte consommation) pose un grave problème économique : il faut construire et équiper des centrales pour une utilisation réduite à quelques centaines d'heures par an.

C'est la raison pour laquelle l'Électricité de France invite à la consommation en *heures creuses* (la nuit) pour le chauffage par exemple (poêles à accumulation) et majore certains tarifs aux heures de pointe.

5° **Échanges internationaux d'énergie.** — Les heures de pointes, les pluies et le taux de remplissage des lacs qui varient d'un pays à un autre conduisent à des échanges d'énergie avec les pays voisins de la France, principalement la Suisse et l'Espagne. En millions de kWh ces échanges ont été :

Années	*Importations*	*Exportations*
1963	2 727	2 284
1964	3 738	1 564
1965	3 744	2 771

6° Producteurs nationaux. — Le principal est sans conteste l'E.D.F., société nationale créée en 1946. Mais il existe d'autres producteurs importants sans compter les auto-consommateurs qui ne produisent que pour eux-mêmes. La part de l'E.D.F. représente environ les 2/3 du total. La Compagnie Nationale du Rhône (C.N.R.), les houillères, la S.N.C.F. se partageant pratiquement le reste.

7° Production et consommation. — Toute l'énergie produite n'est pas consommée utilement, les transformateurs et les lignes de transport produisent des pertes qui pour l'ensemble de la France représentent environ 8 p. 100 de la production.

D'une année à l'autre les possibilités de production d'origine hydraulique varient suivant *l'hydraulicité*, les centrales hydrauliques ont assuré :

En 1963 : 49 p. 100 de la production.
En 1964 : 37 p. 100 de la production.
En 1965 : 45 p. 100 de la production.

Outre les variations dues aux phénomènes atmosphériques, un jour viendra où la production hydraulique plafonnera : toutes les rivières exploitables seront utilisées à plein, la production d'énergie d'origine hydraulique n'augmentera plus en valeur absolue et diminuera en valeur relative.

En 1965 la puissance installée (26.10^6 kW) se répartissait à peu près par moitié :
centrales thermiques $13{,}5.10^6$ kW;
centrales hydrauliques $12{,}5.10^6$ kW.

89. *Centrales hydrauliques.*

1° Différents types. — Chaque rivière est un cas d'espèce et doit être utilisée au mieux compte tenu de son régime mais aussi compte tenu de certains impératifs locaux : maintien de sa navigabilité, impossibilité de noyer une ville importante. On peut effectuer un classement approximatif des centrales hydrauliques : haute chute, moyenne chute, basse chute, maréemotrice.

2° Haute chute. — Elle peut atteindre 1 000 m, elle utilise des torrents de montagne qui sont surtout alimentés par la fonte des neiges. Un barrage, souvent situé loin de l'usine met en réserve l'eau pour permettre son utilisation rationnelle selon les besoins. La figure 286 donne une

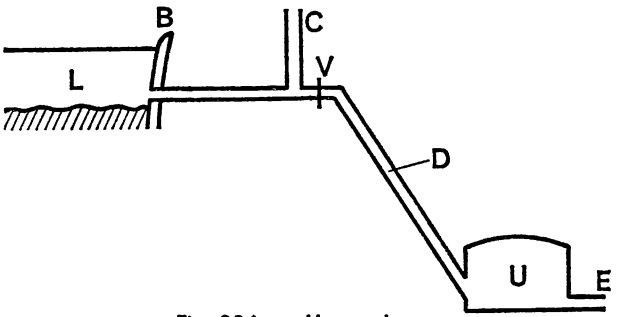


Fig. 236. — *Haute chute.*

idée sommaire de l'organisation. La cheminée d'équilibre (C) évite le *coup de bélier* sur la vanne V lors de la fermeture de celle-ci.

L : lac; B : barrage; D : conduite forcée; U : usine; E : canal d'évacuation des eaux turbinées.

Voici quelques renseignements relatifs à la centrale de La Bathie (Savoie) et de son barrage de Roselend :

Barrage : hauteur 150 m, longueur à la crête 800 m, volume de béton 940 000 m³.

Chute : hauteur 1 200 m, débit maximal 50 m³/s.

Usine : 6 alternateurs de 98 MVA soit 588 MVA au total; productibilité annuelle : 900 millions de kWh; les turbines sont du type Pelton [1], 428 tr/mn.

3° **Moyenne chute.** — De l'ordre de 100 m, elle utilise plutôt des rivières alimentées par des pluies. Un barrage-poids retient les eaux, l'usine est au pied du barrage. C'est le cas de Génissiat (sur le Rhône), Sarrans (sur la Truyère), Bort-les-Orgues, Chastang, l'Aigle, Marèges (sur la Dordogne).

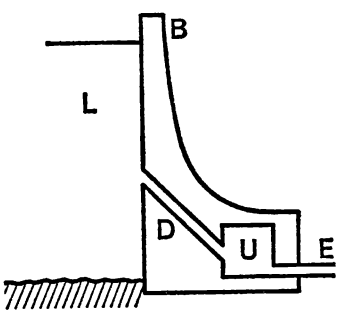


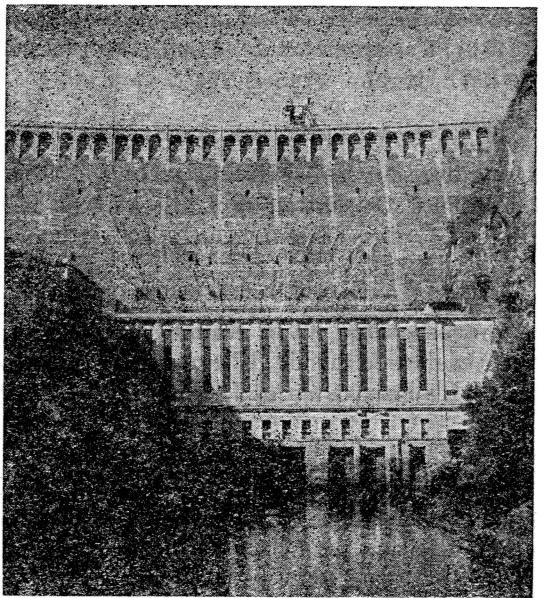
Fig. 237. — *Moyenne chute.*

La figure 237 donne une idée sommaire sur l'organisation.

Voici quelques renseignements sur l'usine de Sarrans (Aveyron) :

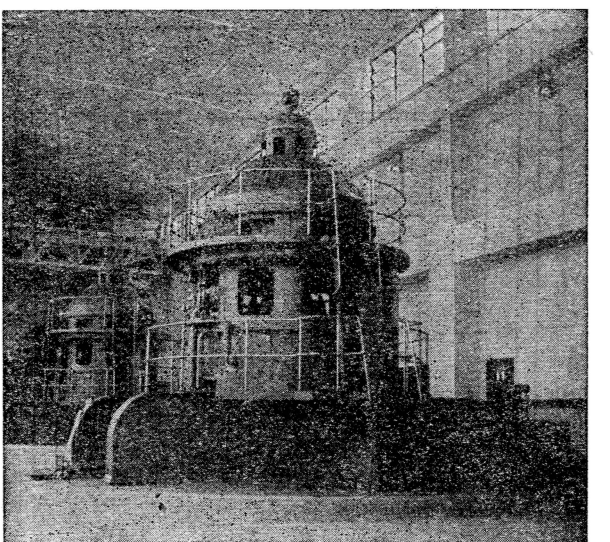
Barrage (fig. 238) : hauteur 118 m, longueur à la crête 220 m, volume de béton 450 000 m³.

(1) Voir cours de mécanique.



(*Photo de l'Auteur.*)

Fig. 238. — *Le barrage et l'usine de Sarrans.*



(*Photo de l'Auteur.*)

Fig. 239. — *Vue intérieure de la centrale de Sarrans.*

Chute : hauteur maximale 95 m, débit maximal 145 m^3/s.

Usine (fig. 239) : 3 alternateurs de 48 000 kVA; productibilité annuelle 400 millions de kWh, turbine Francis 214 tr/mn.

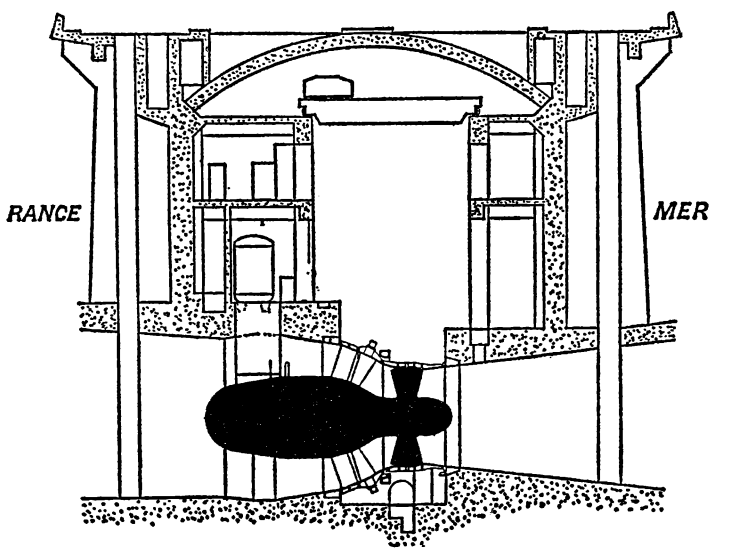
4° **Basse chute.** — Une dizaine de mètres, elles utilisent des fleuves à gros débits et autorisent la navigation grâce à des canaux et écluses qui leur sont parallèles. Ce sont les centrales au « fil de l'eau » que l'on trouve sur le Rhin (Kembs, Ottmarsheim...) et le Rhône (Seyssel, Beauchastel...).

5° **Usine marémotrice de la Rance** (fig. 240). — C'est un cas unique en France et dans le monde. Elle utilise les fortes marées du Nord de la Bretagne (entre Saint-Malo et Dinard) face à l'embouchure de la Rance.

Expliquons sommairement son fonctionnement.

Fermons les vannes quand la marée est basse. A marée haute le niveau de la mer (M) sera supérieur d'une dizaine de mètres à celui de la Rance (R) (fig. 241). La dénivellation permettra le turbinage jusqu'à l'égalité des niveaux.

Fermons les vannes jusqu'à la basse mer (fig. 241 *bis*), nous pourrons



(*Document Jeumont-Schneider.*)

Fig. 240. — *Coupe de l'usine marémotrice de la Rance.*

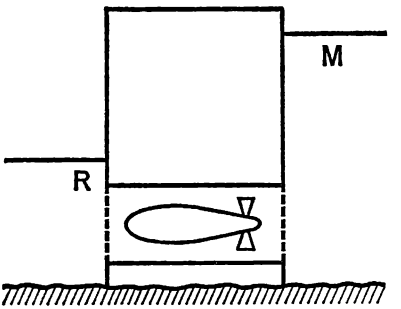


Fig. 241. — *Haute mer.*

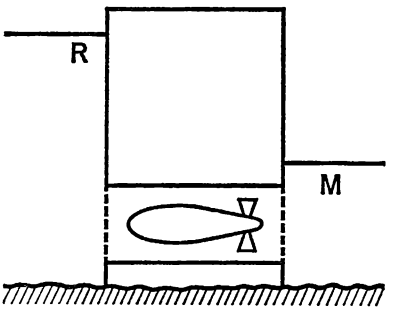
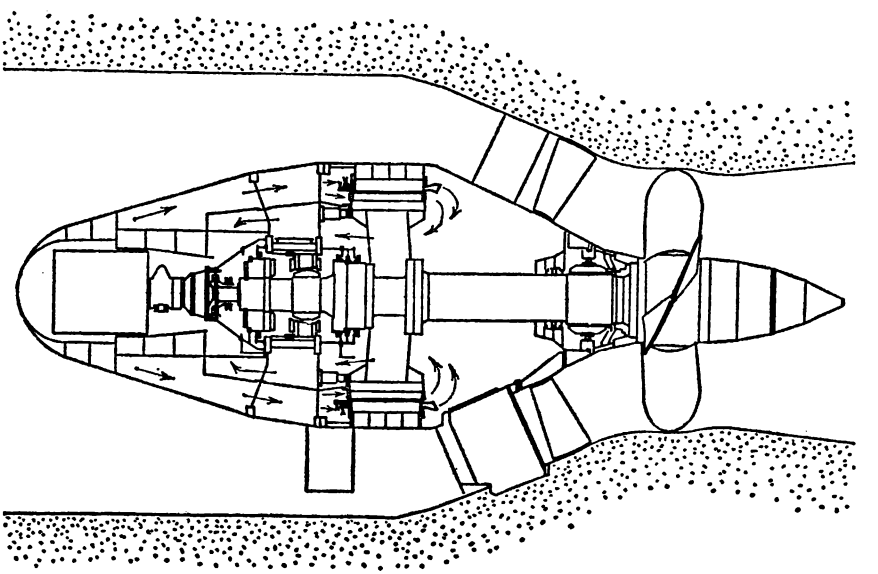


Fig. 241 *bis.* — *Basse mer.*

à nouveau produire de l'énergie électrique à condition de turbiner dans le sens inverse. Les groupes turbine-alternateur utilisés sont appelés groupes « bulbe» (fig. 242). Ils peuvent non seulement fonctionner en générateur électrique mais aussi en pompe, ils pourront ainsi accélérer le remplissage ou le vidage de R et créer plus rapidement les différences de niveau. Il y a bien entendu intérêt à opérer le pompage pendant les heures creuses.

Chacun des 24 groupes a une puissance de 10 000 kW. La productivité annuelle est de 550 millions de kWh.



(*Document Jeumont-Schneider.*)

Fig. 242. — *Groupe « bulbe ».*

6° **Remarque.** — Lorsque la puissance appelée ne nécessite pas la mobilisation des centrales hydrauliques, les alternateurs de celles-ci sont néanmoins utilisées (au moins partiellement) pour soutenir la fréquence du réseau et pour fournir de l'énergie réactive. Leur consommation en énergie (eau) est alors extrêmement faible : elle correspond aux seules pertes (2 % de la puissance nominale).

90. *Centrales thermiques.*

1° **Sources d'énergie.** — Les pourcentages donnés sont relatifs à l'année 1964 et concernent l'énergie électrique produite par rapport au total thermique :

Charbon : 56 % Mazout : 30 % Gaz : 11 %

le reste (3 %) provient de la lignite, des gaz de hauts-fourneaux et de l'uranium.

La part globale des centrales thermiques était de 55 p. 100 en 1965.

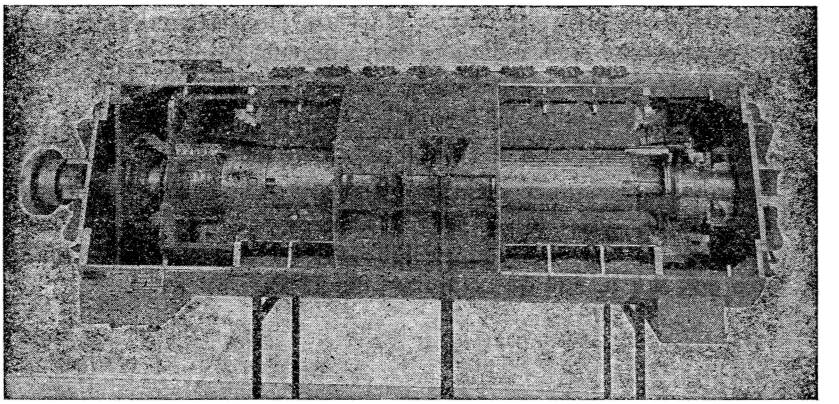
Dans les années qui viennent les futures centrales thermiques fourniront la plus grande part de l'augmentation de consommation, les centrales thermo-nucléaires malgré un développement rapide, ne produiront guère en 1975 que 12 p. 100 de la consommation soit 25 à 30 millions de kWh.

2° **Centrales thermiques classiques.** — Elles sont alimentées par l'un des trois combustibles : charbon, mazout ou gaz. Elles sont installées soit sur les lieux de production pour éviter des frais de transport du combustible (charbon), soit sur les lieux de grosse consommation pour éviter les pertes joules dans les lignes. Les turbo-alternateurs qui les équipent sont de plus en plus puissants : 125 000 kVA (1951), 250 000 kVA (1956) et même 660 000 kVA (1967).

La figure 243 est la maquette de l'alternateur de 660 000 kVA. Le diamètre réel est 4 m et la longueur totale 11 m.

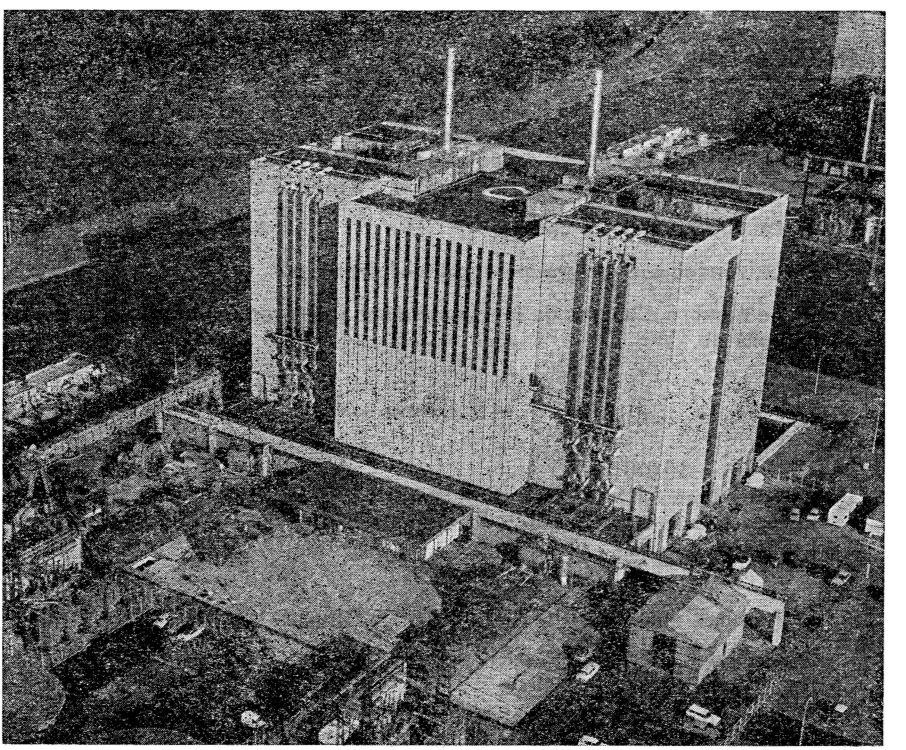
Alors que les centrales hydrauliques sont tributaires de la nature (pluies, saisons), les centrales thermiques peuvent fonctionner en permanence au maximum de leur puissance.

3° **Centrales nucléaires.** — Leur apparition est récente. La centrale nucléaire de Chinon (fig. 244) comprend 3 groupes, c'est-à-dire



(*Photo Jeumont-Schneider.*)

Fig. 243. — *Maquette du turbo-alternateur de 660 000 kVA.*



(*Vue aérienne Alain-Perceval.*)

Fig. 244. — *E.D.F. 2 à Chinon.*

8 réacteurs nucléaires alimentant plusieurs alternateurs. Les dates de couplage au réseau sont indiquées entre parenthèses :

E.D.F. 1 : 70 000 kW (1963).
E.D.F. 2 : 220 000 kW (1965).
E.D.F. 3 : 480 000 kW (1967).

Au total la puissance est de 770 000 kW soit environ 3 p. 100 de la puissance totale installée.

Production maximale annuelle : 770 000.8 760 = 6,75 milliards de kWh soit 6,5 p. 100 de la production 1966.

PROBLÈMES

ÉNONCÉ TYPE.

La centrale d'Hauteluce (Savoie) comporte un seul alternateur de 18 000 kVA dont le facteur de puissance est 0,8. Elle est alimentée par une chute dont la hauteur est 178 m et le débit 10 m^3/s. Calculer :

1° La puissance de la chute.

2° Le rendement du groupe turbine-alternateur.

3° Le nombre d'heures de fonctionnement si la production annuelle est de 30 millions de kWh.

— Solution —

1° 10 $m^3 \rightarrow$ 10 000 kg.
Poids de l'eau : F = 10 000.9,8 = 98 000 N.
Énergie fournie en 1 seconde : W = Fl = 98 000.178 = 17 400 kJ.
Puissance : $P = \frac{W}{t} = \frac{17\,400}{1} = 17\,400$ kW.

2° Puissance utile : $P_u = S \cos \varphi = 18\,000.0{,}8 = 14\,400$ kW.
Rendement : $\eta = \frac{14\,400}{17\,400} = 0{,}83 \rightarrow 83$ %.

3° Durée du fonctionnement :

$$t = \frac{W}{P} = \frac{30\,000\,000}{14\,400} = 2\,080 \text{ h}$$

AUTRES PROBLÈMES. — Nous donnons en tableau les renseignements relatifs à d'autres centrales, les mêmes calculs pourront être effectués.

Nombre de groupes = N. Puissance apparente d'un groupe = S (MVA) facteur de puissance = cos φ.

Hauteur de chute = h (m), débit : d (m^3/s), production annuelle : W (GWh)

Rappelons : 1 MVA = 10^6 VA, 1 GWh = 10^9 Wh = 10^6 kWh.

CENTRALES	*Départements*	N	S	cos φ	h	d	W
KEMBS (1) . . .	Haut-Rhin. . . .	1	3,15	0,80	11	30	18
BOUVANTE . .	Drôme	1	10	0,85	275	4	15
SALON	Bouches-du-Rhône	3	34	0,85	43	235	325
RHINAU	Bas-Rhin.	4	42	0,85	12,5	1 400	880
LA BATHIE . . .	Savoie.	6	98	0,85	1 200	50	900
BROMMAT . . .	Aveyron.	6	40	0,80	256	86	800
SARRANS . . .	Aveyron	3	48	0,80	95	145	400

(1) Nouveau groupe seulement.

20

* TRANSPORT ET DISTRIBUTION

91. *Lignes.*

1° Lignes de transport. — Nous savons que le transport de l'énergie électrique à longue distance ne peut se faire qu'en haute tension (§ 59) et que plus la tension est élevée, plus le transport est économique.

Le réseau national actuel comporte 3 tensions 150, 220 et 380 kilovolts. Les lignes à 150 kV seront peu à peu portées à 220 ou 380 et dès que la technique le permettra des lignes à 760 kV seront construites.

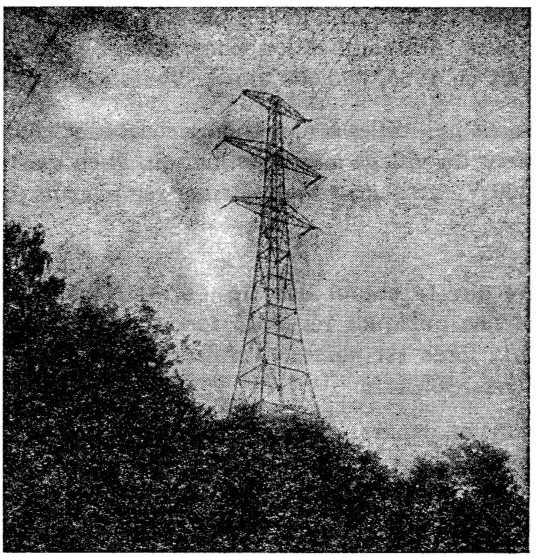
Actuellement (1965) les longueurs existantes de ces 3 types de lignes sont :

U (kV)	150	220	380
l (km)	8 500	16 000	3 000

Les lignes sont portées par des pylônes métalliques (fig. 245). Au sommet du pylône se trouve un fil de garde qui réunit électriquement les pylônes entre eux et à la terre pour les protéger de la foudre (ce n'est pas un fil neutre). Les fils d'une ligne à 220 kV sont éloignés l'un de l'autre de 5 à 6 m et de la terre d'une vingtaine de mètres. Au départ et à l'arrivée des lignes, outre les disjoncteurs de protection à coupure dans l'huile, sont placés des sectionneurs destinés à mettre la ligne hors service (fig. 245 bis).

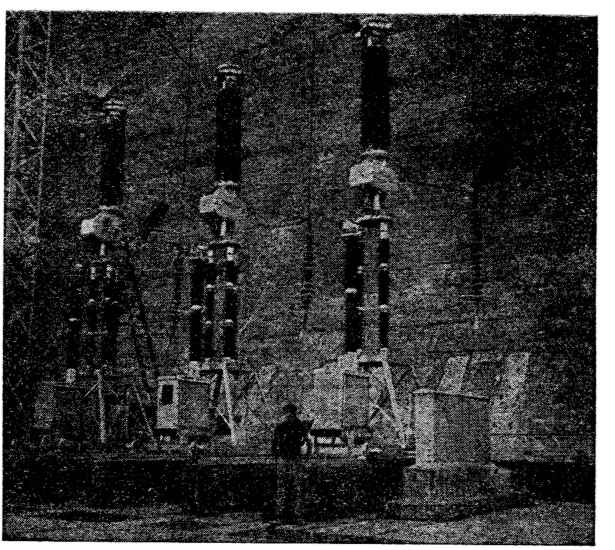
2° Lignes de distribution. — a) *Haute tension* ($\geqslant$ 30 kV). — Ce sont des lignes pour le transport à moyenne distance (quelques dizaines de km au plus). Leurs tensions sont 63,45 et 30 kV. Il en existe actuellement 50 000 km.

b) *Moyenne tension* ($<$ 30 kV). — Ces lignes distribuent l'énergie à l'échelon local, les gros utilisateurs (usines) sont directement alimentées par elles, les petits utilisateurs sont alimentés en basse tension (220 V) par l'intermédiaire d'un transformateur (un par immeuble ou un par



(*Photo de l'Auteur.*)

Fig. 245. — *Pylône d'une ligne à 220 kV.*



(*Photo de l'Auteur.*)

Fig. 245 *bis.* — *Sectionneurs d'une ligne 220 kV.*

village). Ces lignes avaient jusqu'ici des tensions variées : 5, 10, 15, 20 kV, elles sont en cours de modification pour utiliser la tension unique de 20 kV. Il y avait en 1965, 300 000 km de lignes « moyenne tension ».

c) *Basse tension.* — Elles sont toujours courtes et vont, par exemple, du transformateur du village à chaque maison. Il en existe actuellement 2 types : 127/220 V et 220/380 V, ce dernier remplaçant progressivement le premier.

3° **Notions sur le calcul des lignes.** — Nous nous proposons de mettre en évidence quelques résultats fondamentaux en simplifiant le problème réel : **la ligne est purement résistante,** elle n'est donc ni inductive ni capacitive. Soient :

U = tension au départ P = puissance à transporter
I = courant l = longueur totale S = section
ρ = résistivité R = résistance totale
u = chute de tension p = puissance perdue

a) *Chute de tension et puissance perdue par effet joule :*

$$u = RI \qquad \text{et} \qquad p = RI^2 = uI$$

d'autre part la puissance à transporter est $P = UI$ (pour $\cos \varphi = 1$), on a donc :

$$\frac{u}{U} = \frac{uI}{UI} = \frac{p}{P}$$

→ **La chute de tension relative et les pertes relatives sont égales :**

Si $u = 10\ \%\ U$ $p = 10\ \%\ P$

b) *Chute de tension :* $u = RI$ avec $R = \frac{\rho l}{S}$ soit $u = \frac{\rho l I}{S}$ en introduisant la densité de courant $\Delta = \frac{I}{S}$ on obtient

$$\boxed{u = \rho l \Delta}$$

ρ est la résistivité du métal utilisé (cuivre ou aluminium), la chute de tension par unité de longueur ne dépend donc que de Δ :

$$\frac{u}{l} = \rho \Delta$$

Avec du cuivre : $\rho = 1{,}6.10^{-8}$ Ωm (à 0 °C), si on choisit $\Delta = 5$ A/mm² soit 5.10^6 A/m² :

$$\rho\Delta = 1{,}6.10^{-8}.5.10^6 = 8.10^{-2} \text{ V/m soit } 80 \text{ V/km}$$

avec une densité de courant de 5 A/mm², la chute de tension en ligne est de 80 V par kilomètre; **cette chute ne peut être réduite que par une diminution de Δ.**

c) *Puissance perdue :* $p = RI^2$ avec $I = \frac{P}{U}$ (cos $\varphi = 1$)

soit : $$p = \frac{RP^2}{U^2}$$

Pour une ligne donnée (R) et une puissance P imposée les pertes joules sont inversement proportionnelles au carré de la tension.

d) *Exemple.* — On se propose de transporter une puissance de 250 000 kW à une distance de 250 km. Déterminer la ligne en cuivre à utiliser si l'on admet 5 % de pertes joules.

— Solution —

$$\frac{p}{P} = \frac{u}{U} = \frac{5}{100} \text{ soit } u = \frac{5U}{100} \text{ et } U = 20u$$

Longueur totale (deux fils) : 500 km.

La chute de tension est (Δ en A/m²)

$$u = \rho l\Delta = 1{,}6.10^{-8}.5.10^5\,\Delta = 8.10^{-3}\Delta$$

On doit donc avoir : $U = 20u = 0{,}16\ \Delta$

Si l'on choisit $\Delta = 5.10^6$ A/m² (5 A/mm²), on trouve

$$U = 0{,}16.5.10^6 = 800\,000 \text{ V}$$

Cette tension est trop élevée pour les techniques actuelles. Retenons la moitié soit U = 400 000 V, il faut aussi diviser u et Δ par 2 : $\Delta = 2{,}5$A/mm² $= 2{,}5.10^6$A/m².

Courant dans la ligne :

$$I = \frac{P}{U} = \frac{250.10^6}{400.10^3} = 625 \text{ A.}$$

Section de la ligne :

$$S = \frac{I}{\Delta} = \frac{625}{2{,}5} = 250 \text{ mm}^2.$$

Vérification : $R = \frac{\rho l}{S} = \frac{1{,}6.10^{-8}.5.10^5}{250.10^{-6}} = 32\ \Omega$

$u = RI = 32.625 = 20\,000$ V et $p = RI^2 = 12\,500$ kW

92. *Chute de tension et pertes en ligne.*

1° **Ligne réelle.** — Une ligne réelle en alternatif est à la fois résistante, inductive et capacitive.

a) *Inductive.* — Les deux fils d'une ligne monophasée forment une

immense boucle fermée par les récepteurs. Cette boucle traversée par son propre flux présente de l'inductance.

L'inductance au kilomètre dépend de l'écartement des fils, de leur diamètre et de la perméabilité relative du métal qui les constitue. On peut retenir un ordre de grandeur : 2 millihenrys par kilomètre soit à 50 Hz, une réactance de 0,6 Ω/km (pour les 2 fils).

b) *Capacitive.* — Les deux fils placés côte à côte sont les armatures d'un condensateur dont l'air est le diélectrique. La capacité au kilomètre dépend de l'écartement des fils et de leur diamètre. On peut retenir un ordre de grandeur : 5 nanofarads par kilomètre (1 nF = 10^{-9} F).

2° Schéma équivalent à une ligne. — A 50 Hz, tant que la longueur de la ligne ne dépasse pas quelques centaines de kilomètres on peut admettre l'un ou l'autre des deux schémas de la figure 246. L'emploi

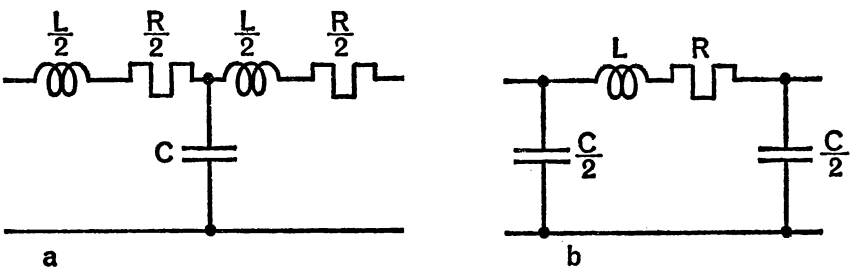


Fig. 246. — *Schémas équivalents à une ligne moyenne.*

des nombres complexes (ou d'un graphique de Fresnel très soigné) permet le calcul de la tension et du courant au départ à partir de ces mêmes données à l'arrivée et inversement. La méthode de Boucherot (1re T.I., F2) conduit également au résultat.

3° Ligne monophasée. — Pour initier le lecteur à ces calculs nous simplifierons le schéma équivalent en admettant que la capacité peut être localisée à une des deux extrémités (fig. 247).

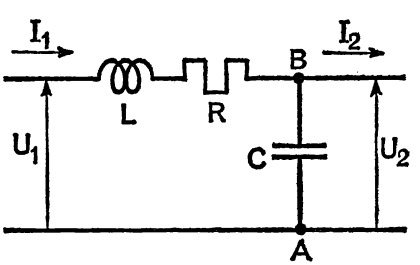


Fig. 247. —*Schéma simplifié.*

Problème. — *Une ligne de 200 km doit fournir à l'arrivée un courant de 600 A déphasé en arrière d'une tension de 200 000 V, le cos φ est de* 0,8. *Sachant qu'au kilomètre de ligne (2 fils) on a :*

$R = 0{,}1\ \Omega \qquad L\omega = 0{,}5\ \Omega$

$C = 5$ nF;

Calculer:

1° Les pertes actives et réactives dans la ligne.

2° La tension, le courant et le facteur de puissance au départ. Le schéma équivalent sera celui de la figure 247.

— Solution —

1° Pour la ligne entière on a :

$R = 20\ \Omega \qquad L\omega = 100\ \Omega \qquad C = 5.200 = 1\,000\ nF = 1\mu F$

soit : $\dfrac{1}{C\omega} = \dfrac{1}{10^{-6}.100\ \pi} \simeq 3\,200\ \Omega$

Puissances à l'arrivée :

$S_2 = U_2 I_2 = 200\,000.600 = 120.10^6\ VA = 120\ MVA.$
$P_2 = S_2 \cos \varphi_2 = 120.0{,}8 = 96\ MW.$
$Q_2 = S_2 \sin \varphi_2 = 120.0{,}6 = 72\ Mvar.$

Puissance réactive fournie par le condensateur : le courant absorbé étant en quadrature avant, la puissance est négative :

$$Q = -U^2 C\omega = -\frac{(200\,000)^2}{3\,200} = -12{,}5.10^6\ var = -12{,}5\ Mvar$$

Puissance apparente avec le condensateur (en B) :

$$S'_2 = \sqrt{96^2 + 59{,}5^2} = 113\ MVA$$

Courant I_1 :

$$I_1 = \frac{S'_2}{U_2} = \frac{113.10^6}{200\,000} = 565\ A$$

Pertes réactives dans l'inductance :

$$Q = L\omega I_1^2 = 100.565.565 = 31{,}9\ Mvar$$

Pertes actives dans la résistance :

$$P = RI_1^2 = 20.565.565 = 6{,}38\ MW$$

Puissance apparente au départ :

$$S_1 = \sqrt{102{,}38^2 + 91{,}4^2} = 137\ MVA$$

2° Tension au départ : $U_1 = \dfrac{S_1}{I_1} = \dfrac{137.10^6}{565} = 242\,500\ V.$

Facteur de puissance : $\cos \varphi_1 = \dfrac{P_1}{S_1} = \dfrac{102{,}38}{137} = 0{,}745.$

	P (MW)	Q (Mvar)
A l'arrivée.	96	72
Condensateur . . .	0	— 12,5
En B.	96	59,5
Inductance	0	31,9
Résistance	6,38	0
Au départ	102,38	91,4

4° **Ligne monophasée courte.** — Enfin si la ligne n'est pas trop longue (quelques dizaines de kilomètres au plus) on peut même négliger sa capacité, le schéma se réduit à une résistance et une inductance en série avec la charge (fig. 248). Le courant I est alors le même dans la ligne et dans la charge.

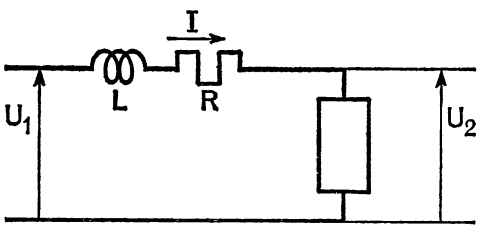


Fig. 248. — *Schéma équivalent à une ligne courte.*

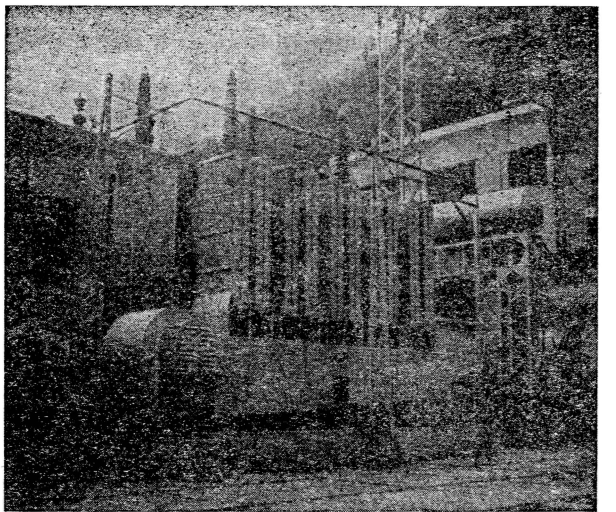
5° **Ligne triphasée.** — Si l'on néglige la capacité, le calcul s'effectue par la méthode de Boucherot en multipliant par 3 les pertes relatives à un seul fil. En appelant P_2 et Q_2 les puissances à l'arrivée et P_1 et Q_1 celles du départ :

$$P_1 = P_2 + 3p \qquad \text{et} \qquad Q_1 = Q_2 + 3q$$

où p et q sont les pertes dues à un fil.

93. *Organisation de la distribution.*

1° Les alternateurs fournissent leur puissance sous une tension allant de 5 à 20 kV. Un transformateur par alternateur (fig. 249) élève la tension à 150, 220 ou 380 kV et alimente une ligne de transport à grande distance. A l'arrivée dans une région des transformateurs abaissent la tension à une valeur moins élevée (63, 45 ou 30 kV) pour alimenter les lignes régionales. Enfin l'énergie est fournie en 20 kV (ou 15, ou 10)



(*Photo de l'auteur.*)

Fig. 249. — *Transformateur de 40 MVA (Usine de Sarrans).*

aux gros utilisateurs et en 220/380 V aux petits utilisateurs. Cette structure est schématisée (fig. 250). A titre de renseignements nous donnons le nombre de postes de transformation existants en 1965.

Haute et moyenne tension (63 kV à 10 kV) : 6 500.

Moyenne tension/basse tension : 215 000.

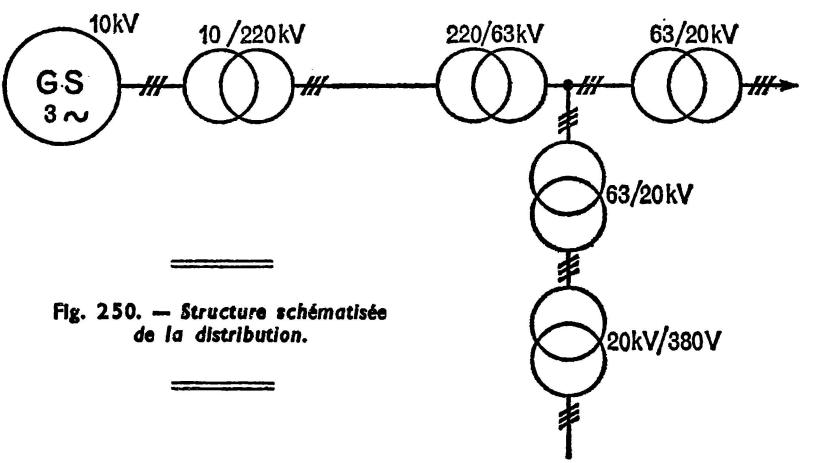


Fig. 250. — *Structure schématisée de la distribution.*

2° **Interconnexion.** — a) *Régions de grosse consommation.* — Ce sont les centres industriels et les grandes villes : Paris, région lyonnaise, Nord.

b) *Implantation des centrales thermiques.* — Soit près des centres de consommation, soit près des combustibles : mines de charbon, Lacq (gaz naturel). Enfin quelques centrales importantes sont « décentralisées » : Montereau (thermique), Chinon (nucléaire).

c) *Implantation des centrales hydrauliques.* — Nécessairement là où se trouvent les réserves d'eau : montagnes, rivières, fleuves (et mer).

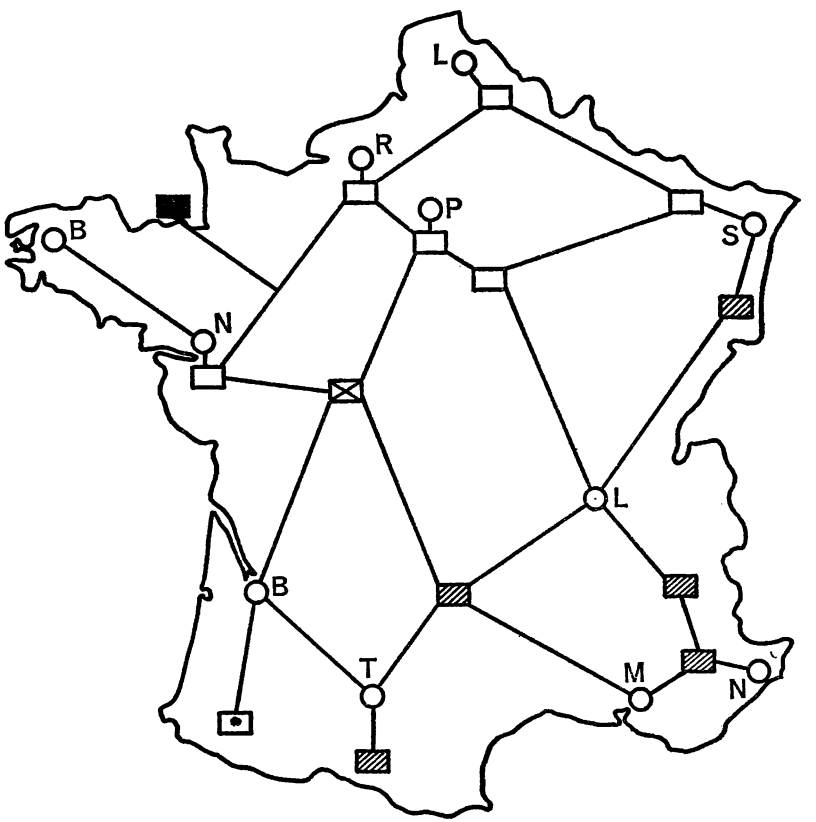


Fig. 251. — *L'interconnexion.*

Puissance apparente :

$$S_1 = \sqrt{52^2 + 51^2} = 73 \text{ MVA}$$

Tension :

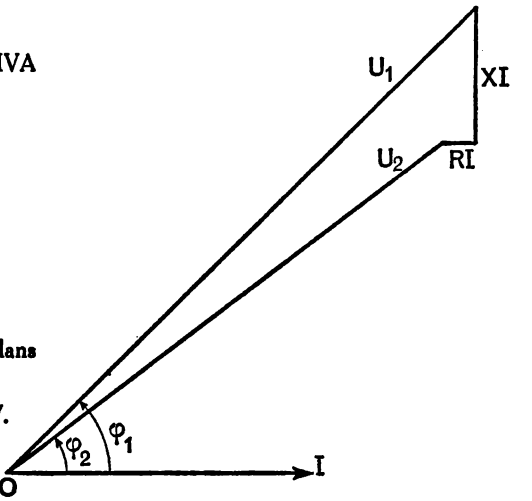
$$U_1 = \frac{73.10^6}{1\,000} = 73\,000 \text{ V}$$

Facteur de puissance :

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} = \frac{52}{73} = 0{,}712$$

Chutes de tension utilisées dans le graphique :

RI = 4 kV XI = 15 kV.



II. A RÉSOUDRE.

Probl. 20-02.

20. 03. — Une ligne en cuivre ($\rho = 1{,}6.10^{-8}$ Ωm) de longueur totale (2 fils) doit fournir à l'arrivée une puissance P avec un facteur de puissance égal à 1. On admet des pertes joules égales à x % de la puissance à l'arrivée, l'inductance et la capacité sont négligées. Déterminer la section de la ligne et la tension au départ en choisissant celle-ci parmi les valeurs U du tableau. La densité de courant devra être comprise entre 2 et 5 A/mm².

N.B. — Cet énoncé sera utilisé avec l'un des jeux de valeurs du tableau ci-dessous.

l (km)	(P kW)	x %	U (kV)
5	2 500	6	5-10
10	4 000	5	10-20
15	10 000	7	10-15
50	60 000	5	30-63

20. 04. — Une ligne monophasée de longueur l, dont on peut négliger la capacité a, au kilomètre (pour 2 fils), une résistance de 0,2 Ω et une réactance de 0,6 Ω. A l'arrivée on veut avoir une tension U_2 et un courant I_2 avec un cos φ_2 (I arrière). Calculer la tension U_1 au départ et le facteur de puissance par la méthode de Boucherot, vérifier graphiquement.

N. B. — Cet énoncé peut être utilisé avec l'un des jeux de valeurs du tableau ci-dessous.

l (km)	U_2 (kV)	I_2 (A)	$\cos \varphi_2$
5	10	400	0,80
10	20	500	0,70
20	30	300	0,85
50	63	240	0,80

21

CHAMPS TOURNANTS

94. *Production d'un champ tournant par aimant tournant.*

1° Action sur une aiguille aimantée. — L'aimant est entraîné grâce à la manivelle (fig. 252), l'aiguille peut tourner dans un étrier qui l'empêche d'être attirée directement par l'aimant. Faisons tourner l'aimant : l'aiguille tourne à la même vitesse que lui, on dit qu'elle tourne au « **synchronisme** ». L'attraction mutuelle des pôles de noms contraires explique ce phénomène. Un léger décalage des axes de l'aimant et de

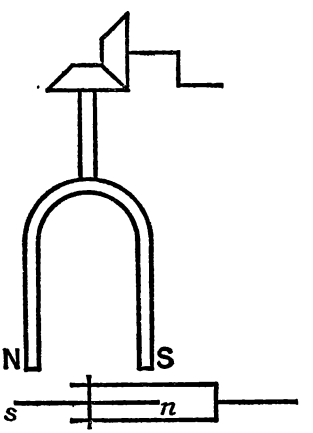


Fig. 252.

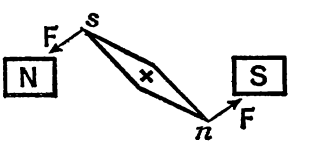


Fig. 253. — *La rotation est créée par un couple.*

l'aiguille crée le couple moteur (fig. 253). Ainsi un champ tournant peut entraîner à la même vitesse que lui un aimant ou un électro-aimant : nous avons là le principe d'un nouveau moteur, le **moteur synchrone** [1].

2° Action sur un disque en cuivre (ou en aluminium). — La rotation de l'aimant produit celle du disque (fig. 254) mais celui-ci tourne plus lentement : la rotation n'est plus synchrone mais « **asynchrone** » [2]. Justifions cette rotation :

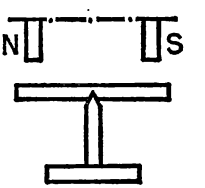


Fig. 254.

a) Supposons le disque immobile pendant la rotation

(1) **Synchrone : qui a la même vitesse (ou la même fréquence).**
(2) **Asynchrone : qui n'est pas synchrone.**

de l'aimant, le champ en tournant produit dans le disque des courants de Foucault; ceux-ci, d'après la loi de Lenz, produisent des effets qui s'opposent à la cause qui leur donnent naissance. Comme ils ne peuvent empêcher la rotation réelle de l'aimant ils entraînent le disque diminuant ainsi la **rotation relative** du champ par rapport à lui.

b) Le disque peut-il tourner au synchronisme? Si le disque tournait à la même vitesse que le champ, il y aurait immobilité relative de ce dernier donc plus de courants induits et par conséquent plus de cause à la rotation du disque.

En conclusion, **le disque tourne nécessairement à une vitesse inférieure à celle du champ.**

c) Ainsi un champ tournant peut entraîner un disque conducteur à une vitesse inférieure à la sienne : nous avons là le principe du **moteur asynchrone.**

95. *Production de champs tournants par des courants alternatifs.*

1° **Monophasé.** — *a*) Deux bobines à noyaux de fer alimentées en monophasé (50 Hz) produisent entre elles un champ alternatif (fig. 255); une aiguille aimantée placée face au noyau de fer vibre mais ne tourne pas d'elle-même. Si on la lance d'une chiquenaude assez sèche pour lui donner une vitesse de rotation suffisante elle continue à tourner dans le sens où on l'a lancée et ce aussi longtemps qu'on le veut. Si on la lance en sens inverse, on obtient le même résultat. On peut en conclure que le champ alternatif produit par la bobine est équivalent à deux champs tournants en sens inverse l'un de l'autre, l'aiguille au repos sollicitée également par ces deux champs ne pouvait donc tourner d'elle-même.

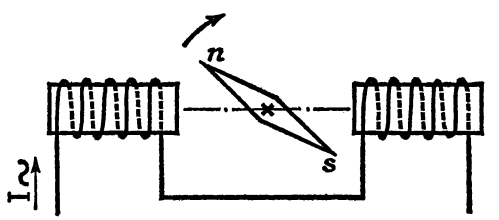


Fig. 255. — *L'aiguille aimantée peut tourner si elle est lancée.*

b) Un disque métallique reste également au repos si on le place entre les deux bobines; lancé dans un sens il continuera à tourner lentement.

Ces deux systèmes donnent une image simpliste :

α) **d'un moteur synchrone monophasé;**

β) **d'un moteur asynchrone monophasé.**

2° **Triphasé.** — On alimente par des tensions triphasées équilibrées trois bobines identiques dont les axes sont à 120° l'un de l'autre (fig. 256).

a) Une aiguille aimantée placée en O se met à tourner spontanément et atteint une vitesse élevée (égale à la fréquence).

b) Un disque métallique tourne aussi de lui-même dans le même sens que l'aiguille mais à vitesse plus réduite.

c) Si l'on permute deux des trois fils d'alimentation le sens de rotation **est toujours inversé quels que soient les deux fils choisis.**

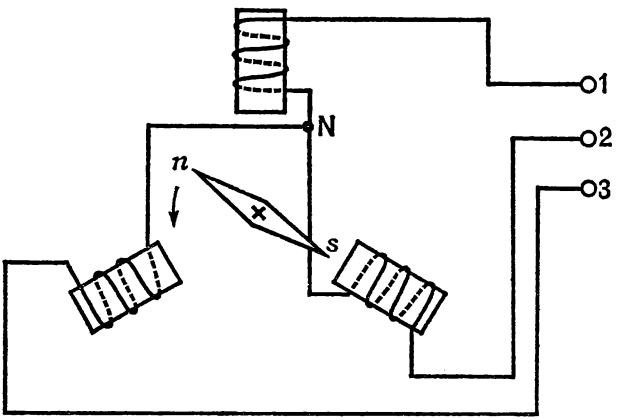


Fig. 256. — *L'aiguille tourne spontanément au synchronisme.*

96. *Théorème de Leblanc.*

1° **Énoncé.** — **Un champ alternatif sinusoïdal de direction fixe** $h = H_m \cos \omega t$ **est équivalent à deux champs, de valeur constante** $\frac{H_m}{2}$ **tournant en sens inverse l'un de l'autre à la vitesse angulaire** ω.

2° **Démonstration.** — **Construisons de part et d'autre de l'axe** Ox **deux vecteurs de module** $\frac{H_m}{2}$ **faisant** avec Ox des angles opposés $+ \omega t$

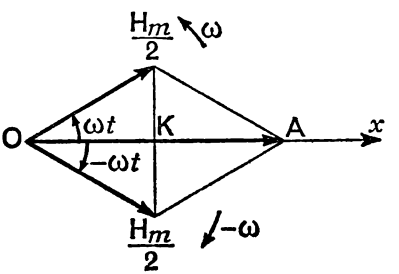


Fig. 257. — *Théorème de Leblanc.*

et $-\omega t$ (fig. 257). Leur résultante $\overrightarrow{OA}$ a toujours la direction Ox quelle que soit la valeur de ωt. Calculons OA :

$$OA = 2\ OK \quad \text{avec} \quad OK = \frac{H_m}{2}\cos\omega t \quad \text{soit}$$
$$OA = H_m \cos\omega t$$

Il y a bien équivalence entre $\overrightarrow{OA}$, sinusoïdal de direction fixe et les deux vecteurs tournants. L'expérience du § 95 se trouve ainsi expliquée.

97. *Champ tournant en triphasé.*

1° **Dispositif étudié.** — C'est celui de la figure 256. Chaque bobine produit son champ sinusoïdal et chacun des trois champs va être décomposé en deux champs tournants, nous chercherons ensuite le champ résultant produit en O. Pour la clarté des constructions nous effectuons celles-ci avec $\omega t = 30^0 = \frac{\pi}{6}$, les angles algébriques étant portés compte tenu du sens positif trigonométrique.

2° **Expression des champs.** — Nous supposons qu'il n'y a pas de saturation, les courants et les champs seront donc sinusoïdaux comme les tensions. Leurs expressions en fonction du temps peuvent s'écrire :

$$h_1 = H_m \cos \omega t \qquad h_2 = H_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \qquad h_3 = H_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

où H_m est la valeur maximale commune.

3° **Décomposition en champs tournants** (fig. 258). — a) *Phase 1.* — Les deux vecteurs H'_1 et H''_1 font avec Ox_1 des angles $+\omega t$ et $-\omega t$ soit $+30^0$ et -30^0 pour la valeur choisie.

b) *Phase 2.* — Les deux vecteurs H'_2 et H''_2 font avec Ox_2 des angles $+\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$ et $-\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{2\pi}{3} - \omega t$ soit -90^0 et $+90^0$ pour $\omega t = 30^0$ (valeurs comptées à partir de Ox_2).

c) *Phase 3.* — Les deux vecteurs H'_3 et H''_3 font avec Ox_3 des angles $+\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$ et $-\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) = \frac{4\pi}{3} - \omega t$ soit -210^0 et $+210^0$ (valeurs comptées à partir de Ox_3).

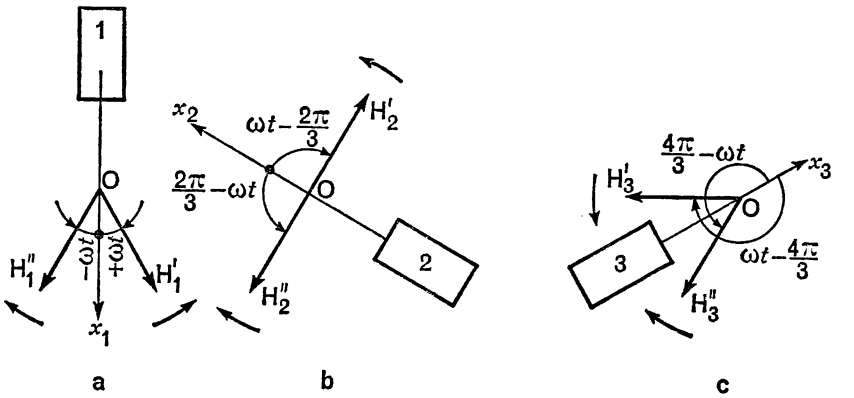


Fig. 258. — *Application du théorème de Leblanc en triphasé.*

4° **Composition des 6 vecteurs tournants.** — La superposition des figures 258, *a*, *b*, *c* donne (fig. 259) :

1. Trois vecteurs H'_1, H'_2, H'_3 tournant dans le sens trigométrique, ayant même module et déphasés de 120° l'un par rapport à l'autre, nous savons que leur résultante est nulle.

2. Trois vecteurs H''_1, H''_2, H''_3 tournant dans le sens horaire, de même module, de même direction et de même sens : leur somme est : $\frac{3\,H_m}{2}$.

Finalement les trois bobines produisent ensemble un champ tournant unique de valeur constante.

Ce champ est dit « **circulaire** » parce que son extrémité décrit un cercle.

On s'explique maintenant la rotation de l'aiguille aimantée ou du disque : les trois bobines sont équivalentes à l'aimant en rotation du § 94.

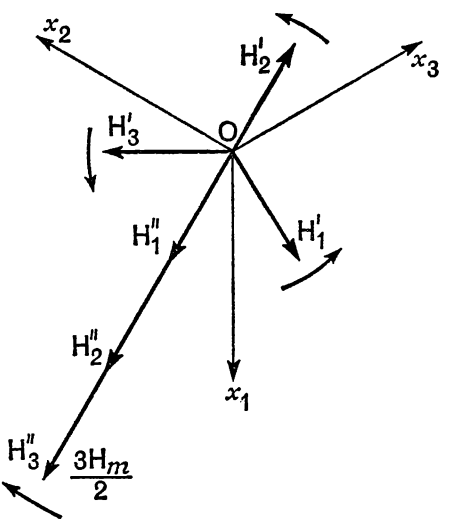


Fig. 259. — *Champ tournant unique produit par des courants triphasés.*

5° **Changement de sens de rotation.** — Si l'on permute les fils d'alimentation des bobines 2

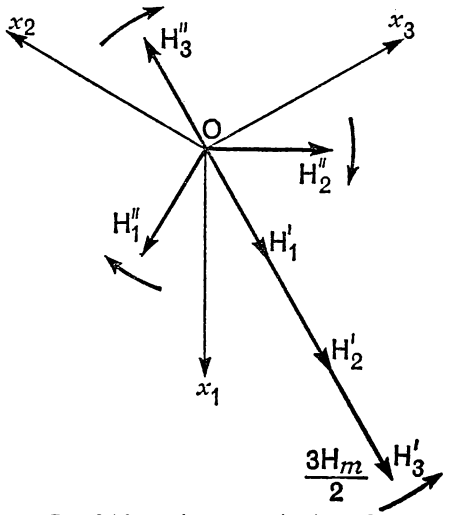


Fig. 260. — *Inversion de deux fils.*

et 3, le champ de la bobine 2 devient $h_3 = H_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$ et celui de la bobine 3 : $h_2 = H_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$; il faut porter à partir de l'axe Ox_3 (fig. 258 *c*) les vecteurs qui étaient sur la figure 258 *b* et inversement à partir de l'axe Ox_2 ceux de la figure 258 *c*. La superposition de l'ensemble (fig. 260) donne un champ unique de valeur $\frac{3H_m}{2}$ tournant dans le sens positif trigonométrique : **la permutation de deux fils change le sens de rotation du champ.**

98. *Champ produit par un stator d'alternateur triphasé.*

1° **Alternateur bipolaire.** — Le stator comporte trois enroulements décalés de 120°, il est donc analogue au système précédent, quand l'alternateur débite un courant le stator produit un champ tournant comme les trois bobines ci-dessus, c'est le champ de réaction d'induit.

2° **Alternateur tétrapolaire.** — Pour obtenir des tensions triphasées (et des courants) de fréquence f, le rotor doit tourner à la vitesse $\frac{f}{2}$. Inversement si le stator est alimenté en triphasé de fréquence f, il produira un champ tournant à la vitesse $\frac{f}{2}$.

3° **Alternateur multipolaire.** — Si $2p$ est le nombre de pôles, le rotor doit tourner à la vitesse $\frac{f}{p}$ pour donner des tensions de fréquence f. Inversement si le stator est alimenté à la fréquence f il produit un champ tournant à la vitesse

(24 *bis*) $$\boxed{n = \frac{f}{p}}$$

99. *Champ tournant en diphasé.*

1° Système de tensions diphasées. — Les deux tensions sont en quadrature (fig. 261), il en sera de même des courants si la charge est équilibrée. Un tel système d'alimentation des réseaux a été utilisé et l'est encore en particulier dans quelques quartiers de Paris.

2° Champ tournant. — Alimentons par des tensions diphasées deux bobines ayant leurs axes perpendiculaires. Le champ produit par la première peut s'écrire $h_1 = H_m \cos \omega t$ et celui de la deuxième $h_2 = H_m \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$. Nous décomposons ces deux champs en utilisant le théorème de Leblanc (fig. 262) : h_1 donne H'_1 d'angle ωt et H''_1 d'angle $-\omega t$ (angles mesurés à partir de Ox_1); h_2 donne H'_2 d'angle $\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$ et H''_2 d'angle $-\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{\pi}{2} - \omega t$ (angles mesurés à partir de Ox_2).

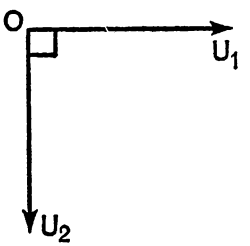


Fig. 261. — *Système diphasé.*

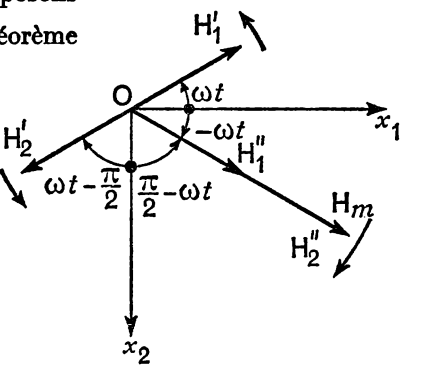


Fig. 262. — *Champ tournant produit par des courants diphasés.*

On voit immédiatement que H'_1 et H'_2 se détruisent et que le champ résultant, somme de H''_1 et H''_2, tourne dans le sens horaire et a pour valeur H_m.

Les deux bobines produisent donc un champ tournant unique.

3° Déphasage inférieur à $\frac{\pi}{2}$. — Si le déphasage des champs est inférieur à $\frac{\pi}{2}$ (75° par exemple) les deux champs H''_1 et H''_2 ne sont plus en phase (fig. 268) ils donnent un champ résultant H'', presque égal à H_m

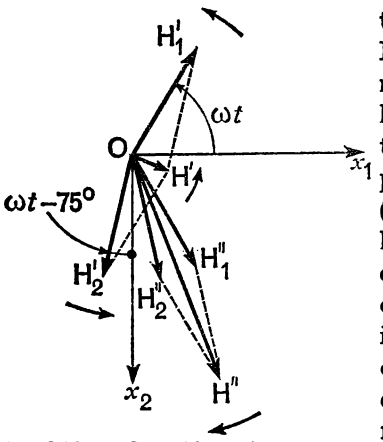


Fig. 263. — *Quand le déphasage est plus petit que 90°, il y a un champ inverse H'.*

tournant dans le sens horaire alors que H'_1 et H'_2 donnent un champ H', nettement plus petit que H_m, tournant dans le sens trigonométrique. Le champ résultant de H' et de H'' est dit « **elliptique** » parce que son extrémité décrit une ellipse (fig. 264). Le champ « direct » H'' étant le plus grand, il produira la rotation dans son sens d'une aiguille aimantée ou d'un disque métallique, mais le champ inverse H' donnera naissance à des courants de Foucault parasites qui tendront à produire la rotation inverse. La rotation se fait bien dans le sens de H'' mais avec un couple moteur plus faible et des pertes plus grandes.

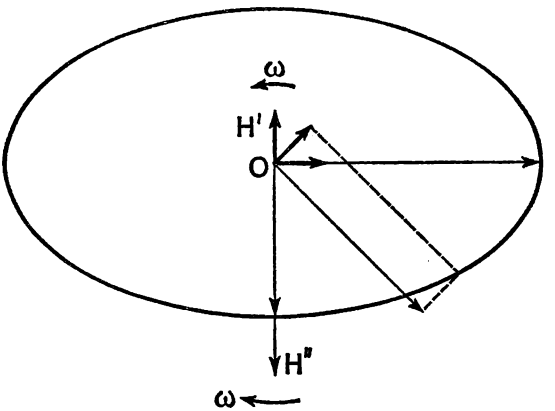


Fig. 264. — *Deux champs constants tournant en sens inverse à même vitesse produisent un champ elliptique.*

Remarques. — I. On obtiendrait un résultat analogue en diphasé si, le déphasage restant égal à $\frac{\pi}{2}$, les deux champs sinusoïdaux h_1 et h_2 n'avaient pas la même valeur maximale.

II. En triphasé également, une inégalité entre les déphasages ou entre les valeurs maximales conduit à l'existence d'un champ inverse.

22

MOTEUR SYNCHRONE TRIPHASÉ

100. *Réversibilité de l'alternateur.*

1° **Expérience** (fig. 265). — Un alternateur triphasé est entraîné par un moteur shunt à courant continu. Couplons-le sur le réseau triphasé comme il est indiqué au § 85 puis supprimons l'alimentation

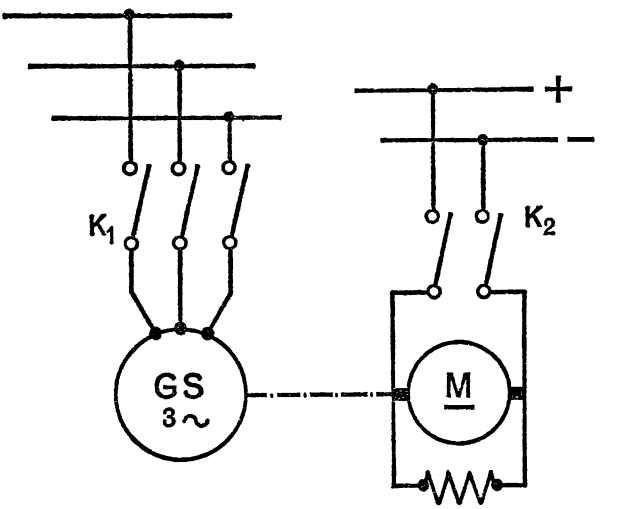


Fig. 265. — *Quand on ouvre K_2, l'alternateur fonctionne en moteur. (L'excitation de l'alternateur n'est pas représentée).*

du moteur en ouvrant K_2 : le groupe continue à tourner à la vitesse de synchronisme $n = \frac{f}{p}$, c'est donc que l'alternateur fonctionne maintenant en moteur et comme sa vitesse reste égale à $\frac{f}{p}$, **c'est un moteur synchrone.**

2° **Justification.** — Lorsque l'alternateur ne fonctionne plus en générateur son stator qui reste branché sur le réseau absorbe un courant

et les trois phases produisent un champ tournant qui entraîne le rotor (toujours alimenté en continu) à la vitesse synchrone comme l'aiguille aimantée du chapitre 21 (§ 95).

3° **Constitution d'un moteur synchrone.** — Elle est identique à celle de l'alternateur. Dans les encoches de pôles (fig. 197) se trouvent des barres de cuivre (amortisseurs Leblanc) réunies entre elles par deux couronnes conductrices, on obtient ainsi une « cage d'écureuil » (voir moteur asynchrone). Ces amortisseurs Leblanc ont un double rôle : permettre le démarrage et étouffer le champ inverse qui serait produit par une éventuelle dissymétrie dans les courants triphasés du stator (revoir § 99). Notons que ces amortisseurs se trouvent souvent sur un alternateur triphasé et sont **indispensables en monophasé** à cause du champ inverse qui existe toujours, même sans dissymétrie (théorème de Leblanc).

101. *Formules.*

1° **Vitesse.** — Elle est égale à la vitesse à laquelle le moteur devrait tourner en générateur pour fournir la fréquence du réseau qui l'alimente :

$$n = \frac{f}{p}$$

Le tableau de correspondance entre n et p pour $f = 50$ Hz est donc celui de l'alternateur.

2° **Force contre-électromotrice.** — Le rotor (inducteur) produit en tournant la même f.é.m. quel que soit le mode de fonctionnement (générateur ou moteur) de la machine, on a donc comme pour l'alternateur :

a) valeur théorique : $E' = 2{,}22\ N f \Phi_m$

b) valeur réelle : $E' = 2{,}22\ K_D\ K_F\ N f \Phi_m = K N f \Phi_m$

où K_D et K_F ont les mêmes significations que pour un alternateur.

3° **Couple moteur.** — Le champ du stator et celui du rotor (électroaimant) tournent à la même vitesse ils sont donc **fixes** l'un par rapport à l'autre. Les forces développées entre eux sont dues à l'attraction mutuelle des pôles fictifs du stator et des pôles réels du rotor (fig. 266).

En appelant $\mathfrak{M}$ le moment magnétique du rotor et B l'induction produite par le stator, le couple peut s'écrire (Ire T.I., F1) :

$$M = \mathfrak{M}B \sin \theta$$

où θ est l'angle [1] entre $\mathfrak{M}$ et B (fig. 266 *bis*).

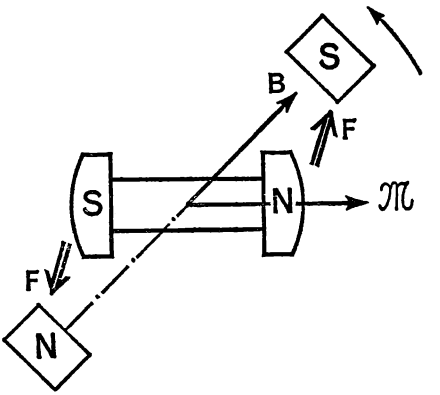


Fig. 266. — *L'attraction mutuelle explique la rotation.*

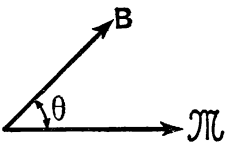


Fig. 266 *bis.*

On voit que le couple est nul pour $\theta = 0$ et maximal pour $\theta = \frac{\pi}{2}$, l'angle θ appelé « décalage angulaire » variera avec le couple demandé au moteur :

— à vide : le couple est faible, θ est presque nul;

— en charge : **quand le couple demandé au moteur croît le décalage angulaire θ croît aussi.** Tant que le couple résistant reste inférieur à la valeur maximale $M_m = \mathfrak{M}B$ (pour $\theta = \frac{\pi}{2}$ et $\sin \theta = 1$) que peut fournir le moteur, celui-ci accepte la charge et y répond par l'augmentation de θ. Si le couple résistant devient supérieur à $\mathfrak{M}B$, θ croît jusqu'à $\frac{\pi}{2}$ puis au-delà : le couple moteur diminue puis devient négatif, le moteur refuse la charge et, θ continuant d'augmenter, le moteur « décroche », il s'arrête (fig. 267).

Retenons qu'un moteur synchrone possède pour une induction donnée (donc pour l'excitation correspondante), **un couple maximal de décrochage qui limite la charge que l'on peut lui imposer.**

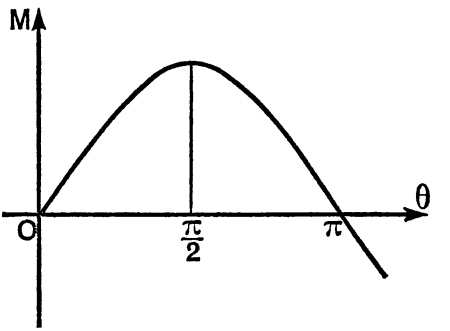


Fig. 267. — *Au delà de* $\theta = \frac{\pi}{2}$, *le couple décroît.*

(1) Pour une machine bipolaire.

102. *Fonctionnement.*

1° Graphique des tensions. — La chute de tension dans le moteur est due à la résistance du stator et à sa réaction d'induit, cette dernière sera représentée par une inductance L comme pour l'alternateur, la loi d'Ohm applicable aux moteurs en continu $U = E' + RI$ devient :

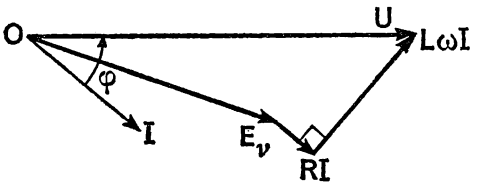


Fig. 268. — *Graphique des tensions avec déphasage arrière de I sur U.*

$$\vec{U} = \vec{E_v} + \vec{RI} + (\vec{L\omega I})$$

soit en valeurs complexes :

$$\bar{U} = \bar{E}_v + R\bar{I} + jL\bar{\omega}\bar{I}$$

où E_v est la f.c.é.m. que l'on aurait à vide pour la même excitation. Le graphique 268 correspond à un cas rarement utilisé : I en arrière de U. Le plus souvent I est en phase avec la tension ou en avance (fig. 269), RI est parallèle à I et LωI lui est perpendiculaire.

Ces graphiques peuvent être construits :

— soit avec les valeurs relatives à une phase : tension simple, f.é.m. simple, R et Lω correspondant à une phase supposée en étoile;

— soit avec les valeurs composées pour la tension et la f.é.m., les R et Lω précédents étant alors multipliés par $\sqrt{3}$.

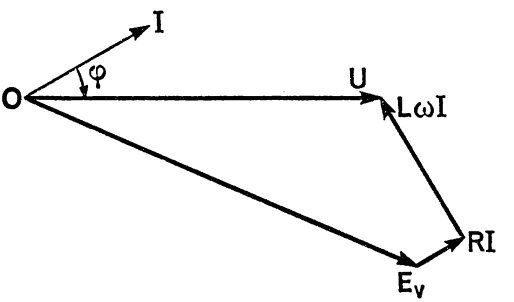


Fig. 269. — *Graphique des tensions avec déphasage avant de I sur U.*

2° Diagramme simplifié de Blondel. — *a*) On néglige la résistance R des enroulements statoriques et on admet que les pertes sont nulles:

Puissance absorbée = puissance utile $\Rightarrow P_a = P_u$.

Le couple moteur est alors :

$$M = \frac{P_u}{\Omega} = \frac{P_a}{\Omega} = \frac{UI\sqrt{3}\cos\varphi}{\Omega}$$

(27)

$$\boxed{M = \frac{UI\sqrt{3}\cos\varphi}{\Omega}}$$

Un moteur synchrone fonctionnant à tension et fréquence constantes, le couple est proportionnel à I cos φ donc au courant actif I_a :

$$M = kI\cos\varphi = kI_a$$

b) Le diagramme de Blondel est donc le graphique des tensions dans lequel on peut faire varier I, φ et E_v mais où RI = 0. On supposera en outre que la réactance $L\omega$ est constante (saturation négligée). La tension sera prise pour origine des phases. Le graphique a l'aspect donné figure 270:

L'angle de $L\omega I$ et de Ax est égal à φ ($L\omega I \perp I$ et $Ax \perp U$).

La projection de $L\omega I$ sur Ax est : $AH = L\omega I\cos\varphi = L\omega I_a$, comme $L\omega$ est constant, AH est proportionnel à I_a donc au couple moteur :

$$\boxed{\frac{M}{AH} = C^{te}}$$

Notons que l'angle formé par U et E_v n'est autre que l'angle θ défini précédemment.

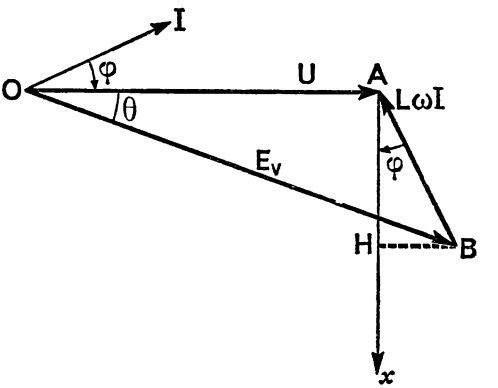


Fig. 270. — *Diagramme de Blondel.*

3° **Fonctionnement à puissance constante.** — *a*) Lorsque la puissance est constante il en est de même du couple et du courant actif $I_a = I\cos\varphi$; la projection AH de $L\omega I$ sur Ax est constante aussi et le lieu de B est la droite Δ parallèle à U (fig. 271). Le fonctionnement pour une puissance donnée peut donc être obtenu pour une infinité de valeurs du courant en faisant varier E_v c'est-à-dire l'excitation du moteur.

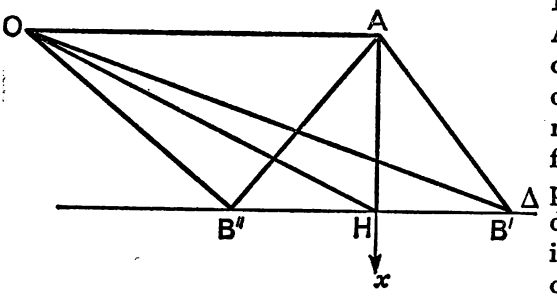


Fig. 271. — *A puissance et couple constants le lieu de B est la droite* Δ.

b) *Variations du courant et de la puissance réactive.* — En H, le déphasage est nul : $\varphi = 0 \Rightarrow \cos\varphi = 1$, $L\omega I$ est minimal, le courant aussi, et la puissance réactive nulle.

— A gauche de H, en B″, le courant est déphasé en arrière et le moteur sous-excité absorbe de la puissance réactive (comme une inductance).

— A droite de H, en B′, le courant est en avance et le moteur, surexcité, fournit de la puissance réactive (comme une capacité).

4° **Courbes en V (ou de Mordey).** — Ce sont les courbes $I = f(i)$ du courant absorbé en fonction du courant d'excitation pour une puissance utile constante :

a) Elles peuvent être construites à partir du diagramme 271 : pour un courant donné on mesure E_v et on relève la valeur correspondante de i sur la caractéristique à vide.

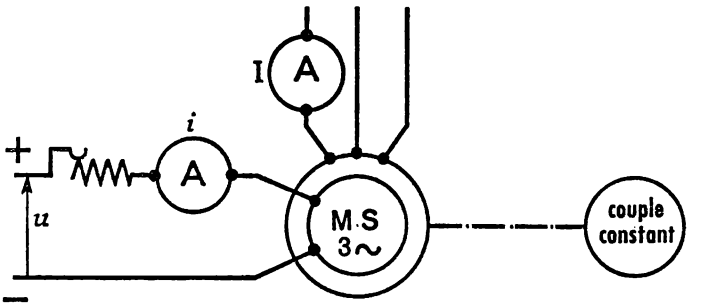


Fig. 272. — *Montage pour le tracé des courbes en V.*

b) Elles peuvent être tracées au cours d'un essai (fig. 272). Le moteur entraîne une charge appelant un couple constant, on fait varier l'excitation et on relève le courant I correspondant.

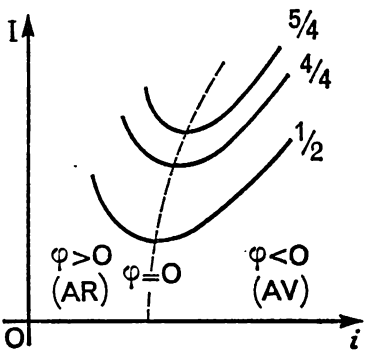


Fig. 273. — *Courbes en V.*

c) *Courbes.* — Elles sont dites en V à cause de leur forme (fig. 273). Le courant est élevé pour un déphasage arrière, décroît jusqu'à un minimum pour $\varphi = 0$ (point H de la fig. 271) et croît à nouveau pour un déphasage avant.

Pour d'autres valeurs de la puissance l'allure reste la même. Les trois courbes données correspondent à 1/2 charge nominale, charge nominale (4/4) et surchage (5/6).

5° **Fonctionnement à excitation constante.** — Le lieu de B est le cercle Γ de centre O et de rayon E_v (fig. 274). Quand la charge du moteur augmente le point B se déplace dans le sens de la flèche. Le point B_d est une position limite : $\theta = \frac{\pi}{2}$ et le couple est maximal, une nouvelle augmentation de la charge produirait le décrochage. La longueur $OB_d = OB$ est proportionnelle au couple maximal M_m tandis que AH est proportionnelle au couple correspondant au point B; le rapport des deux valeurs est le **coefficient K de stabilité** du moteur pour l'excitation choisie (donc E_v donnée) :

$$K = \frac{OB_d}{AH} = \frac{OB}{AH}$$

On le fixe à une valeur voisine de 2 pour permettre au moteur d'absorber une éventuelle surcharge.

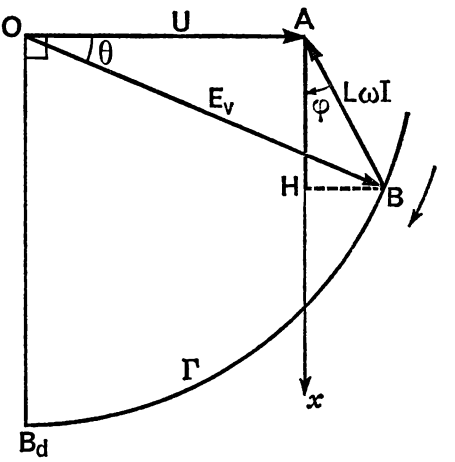


Fig. 274. — *Fonctionnement à excitation constante.*

103. *Démarrage.*

1° **Problème du démarrage.** — Le moteur synchrone ne possède pas de couple de démarrage et ne peut être relié au réseau que dans les mêmes conditions qu'un alternateur : vitesse voisine du synchronisme, force électromotrice convenable, ordre des phases correct. Il doit donc tourner à pleine vitesse au moment du couplage et un procédé de demarrage est indispensable.

2° **Procédés de démarrage.** — a) *Moteur auxiliaire.* — C'est un moteur asynchrone de faible puissance qui amène le moteur synchrone à une vitesse n' à peine inférieure à $\frac{f}{p}$, on excite alors le rotor, on couple à l'extinction (§ 87) et la synchronisation se fait.

b) Avec l'excitatrice. — On alimente l'excitatrice en continu, elle fonctionne en moteur. Quand la vitesse voulue est atteinte on couple

le moteur synchrone et on supprime l'alimentation de l'excitatrice, cette dernière fonctionne alors en génératrice shunt et fournit au rotor le courant i qui permet la synchronisation.

c) *Démarrage en asynchrone.* — Le rotor est court-circuité, les courants induits dans celui-ci et dans les amortisseurs Leblanc par le champ tournant amènent le moteur à une vitesse à peine inférieure au synchronisme, on excite alors le rotor pour atteindre celui-ci [1].

3° **Sens de rotation.** — L'inversion du sens de rotation s'obtient par la permutation de deux fils du stator.

104. *Compléments.*

1° **Qualités du moteur synchrone.** — a) *Avantages.* — Vitesse rigoureusement constante; facteur de puissance pouvant être égal à 1 et même possibilité de fournir de l'énergie réactive au réseau; rendement excellent (comme un alternateur).

b) *Inconvénients.* — Nécessité d'une source auxiliaire pour l'excitation; démarrage non spontané; risque de décrochage en cas de dépassement du couple maximal, le moteur s'arrête et doit être redémarré.

2° **Usages.** — *a*) Lorsqu'une vitesse absolument constante est nécessaire.

b) *En compensateur synchrone.* — Le moteur fonctionnant à vide on le surexcite, le courant est alors en avance sur U (revoir le diagramme 271 et les courbes en V) et le moteur fournit beaucoup de puissance réactive au réseau en n'absorbant que peu de puissance active; on peut ainsi comme avec des condensateurs, relever le facteur de puissance d'un réseau ou compenser la chute de tension due à l'inductance d'une ligne de transport. On pourra même en sous-excitant le moteur lui faire compenser le courant consommé par la capacité d'une ligne lorsque celle-ci est inactive.

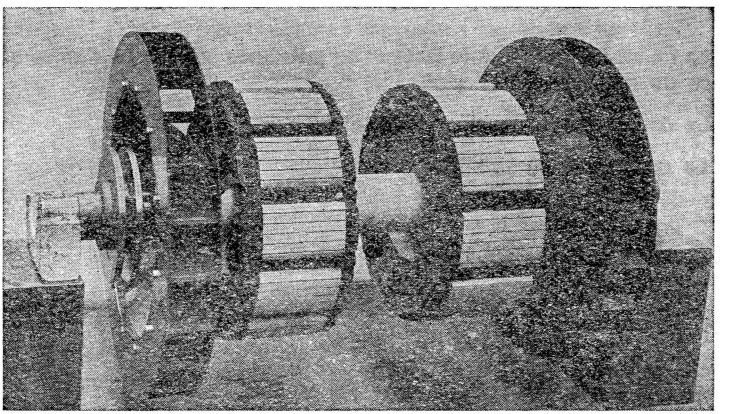
3° **Rendement.** — La puissance absorbée est $P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi$, les pertes sont celles d'un alternateur et le rendement est

$$\eta = \frac{UI\sqrt{3}\cos\varphi - \text{pertes}}{UI\sqrt{3}\cos\varphi}$$

(1) Le démarrage est analogue à celui d'un moteur asynchrone (chap. 24).

4° Moteur synchrone monophasé. — Il peut tourner dans un sens ou dans l'autre grâce à l'un des deux champs tournants produits (théorème de Leblanc) mais ne peut démarrer seul même en moteur asynchrone. Le champ qui tourne en sens inverse du moteur produirait une f.é.m. alternative de fréquence $2f$ s'il n'était étouffé par les amortisseurs.

5° Groupe convertisseur de fréquence. — Il se compose d'un moteur synchrone accouplé à un alternateur et permet d'obtenir une fréquence différente de celle du secteur (fig. 275).



(Photo Jeumont-Schneider.)

Fig. 275. — *Groupe convertisseur de fréquence.*

La vitesse de rotation étant commune on a :

$$n = \frac{f}{p} = \frac{f'}{p'} \qquad f' = f\frac{p'}{p}$$

Exemple. — Pour $f = 50$ Hz, $p = 5$ et $p' = 6$ la fréquence obtenue est : $f' = 50\,\frac{6}{5} = 60$ Hz.

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

22. 01. — Calculer la vitesse d'un moteur synchrone 12 pôles, 60 Hz.

22. 02. — Calculer le décalage θ pour un couple moteur égal à la moitié du couple maximal ($\cos\varphi = 1$).

22. 03. — Calculer les pertes joules stator d'un moteur synchrone si la résistance mesurée entre phases est R= 0,02 Ω et le courant I= 100 A.

22. 04. — Si U= E_v= Lωl quel est le coefficient de stabilité?

II. AVEC SOLUTION.

22. 05. — Un moteur synchrone triphasé fonctionne sur un secteur 380 V, 50 Hz. La réactance correspondant à la tension composée est Lω= 12 Ω. Déterminer :

1° La f.é.m. E_v pour que le facteur de puissance soit égal à l'unité quand la puissance du moteur est 12 kW.

2° Le couple moteur sachant que le rotor a 4 pôles.

3° Le coefficient de stabilité.

— Solution —

1° Courant absorbé : $I = \frac{P}{U\sqrt{3}} = \frac{12\,000}{380\sqrt{3}} = 18{,}2$ A.

Chute de tension : $L\omega I = 12.18{,}2 = 218$ V.

Le graphique (fig. 276) donne $E_v \simeq 435$ V.

On peut aussi calculer $E_v = \sqrt{U^2 + L^2\omega^2 I^2} = \sqrt{380^2 + 218^2} = 438$ V.

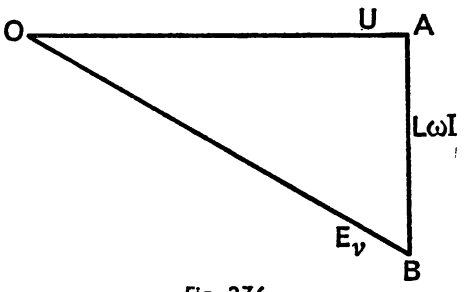


Fig. 276.

2° Vitesse : $n = \frac{f}{p} = \frac{50}{2} = 25$ tr/s

$\Omega = 2\pi n = 50\,\pi$.

Couple :

$$M = \frac{P_u}{\Omega} = \frac{12\,000}{50\pi} = 76{,}5 \text{ mN.}$$

3° Pour une excitation inchangée le couple maximal est mesuré par OB alors que le couple ci-dessus est mesuré par AB :

$$K = \frac{OB}{AB} = \frac{438}{218} \simeq 2$$

22. 06. — Connaissant la caractéristique à vide du moteur précédent, tracer la courbe en V correspondant à la puissance de 12 kW (E_v entre phases).

i	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	60
E_v	0	140	270	360	425	480	520	552	580	605	630	670

— SOLUTION PARTIELLE —

La puissance étant constante, le couple et AH le sont aussi, comme dans le problème précédent on avait $\varphi = 0$ on a AH = AB = 218 V. On trace par H la parallèle à U : c'est le lieu de B quand E_v varie. On construit AB pour un φ donné : exemple pour $\cos \varphi = 0{,}8$ (avant).

Lectures sur le diagramme 276 bis :

$$AB = L\omega I = 265 \text{ V} \Rightarrow I = \frac{265}{L\omega} = \frac{265}{12} = 22 \text{ A.}$$

$$OB = E_v = 580 \text{ V} \Rightarrow i = 40 \text{ A.}$$

Exercice. — Tracer la caractéristique à vide puis la courbe en V après avoir construit le diagramme pour les cos φ avant et arrière : 0,9, 0,8, 0,7.

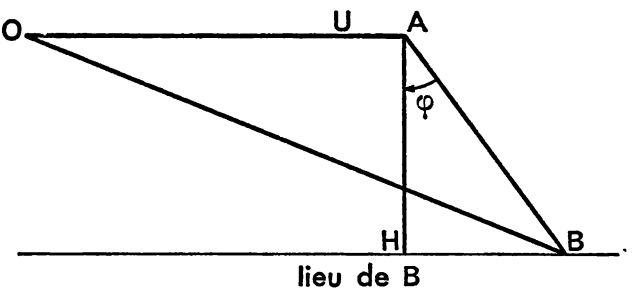


Fig. 276 *bis.*

III. A RÉSOUDRE.

22. 07. — Un moteur synchrone triphasé hexapolaire fonctionne sous 380 V, 50 Hz. Sa réactance est $L\omega = 6\ \Omega$ (valeur composée) et sa puissance nominale 25 kW. Il fonctionne avec un facteur de puissance égal à 0,9 (I en avance). Déterminer :

1° Le courant absorbé. 2° La puissance réactive fournie. 3° La valeur de la f.c.é.m. 4° Le couple moteur et le coefficient de stabilité.

22. 08. — Un moteur synchrone triphasé est utilisé en compensateur synchrone. Il fonctionne sous 5 000 V, 50 Hz et absorbe une puissance active de 30 kW.

1° Quel doit être le déphasage avant de I sur U pour obtenir une puissance réactive de 200 kvar?

2° Quelle est alors la f.é.m. E_v sachant que $L\omega = 200\ \Omega$ (valeur composée)?

22. 09. — Déterminer avec la caractéristique à vide donnée au problème 22. 06 la courbe en V d'un moteur synchrone triphasé pour les cos φ : 0,6 et 0,8 (AR) — 1 — 0,8 et 0,6 (AV).

Tension de fonctionnement $U = 380$ V, 50 Hz. Puissance constante $P = 20$ kW; réactance $L\omega = 5\ \Omega$ (valeur composée).

*** 22. 10. — Un moteur synchrone triphasé possède 8 pôles et fonctionne sous 5 000 V, 50 Hz.**

Sa réactance est $L\omega = 40\ \Omega$ (valeur composée). Il fonctionne avec une excitation constante donnant $E_v = 7\,000$ V. Déterminer pour les puissances suivantes : 300 kW; 600 kW et 900 kW.

1° Le courant actif. 2° La valeur en volts de $AH = L\omega I \cos\varphi = L\omega I_a$. 3° La valeur de $L\omega I$. 4° Le facteur de puissance. 5° Le couple moteur. 6° Le coefficient de stabilité.

23

ÉTUDE DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ

105. *Principe.*

1° Rappel. — Les expériences du chapitre 21 (fig. 254 et 256) nous ont montré qu'un champ tournant produisait la rotation d'un disque métallique et que le disque tournait à une vitesse inférieure à celle du champ.

2° Constitution du moteur asynchrone. — a) *Stator.* — Il est identique à celui d'une machine synchrone. Alimenté par des tensions triphasées de fréquence f (pulsation ω), il produit un champ tournant à la vitesse de rotation $n = \frac{f}{p}$ (tr/s) soit à la vitesse angulaire $\Omega = 2\pi n = \frac{2\pi f}{p} = \frac{\omega}{p}$ (rd/s), p étant le nombre de paires de pôles fictifs produits par le stator et ω la pulsation des tensions appliquées. Rappelons que p est aussi le nombre de paires de pôles que devrait avoir le rotor de l'alternateur capable de donner la fréquence f avec le même stator.

Les enroulements du stator sont prévus pour être couplés soit en étoile soit en triangle. Sur certains moteurs les deux couplages sont réalisables et donneront au moteur la possibilité de fonctionner sur deux

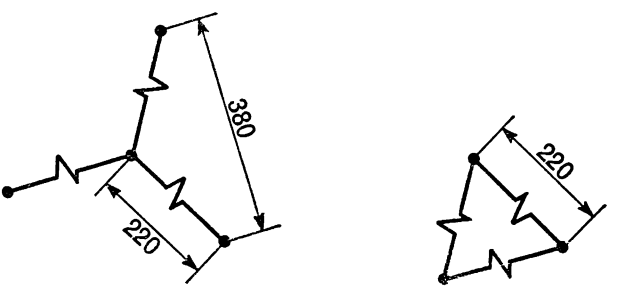
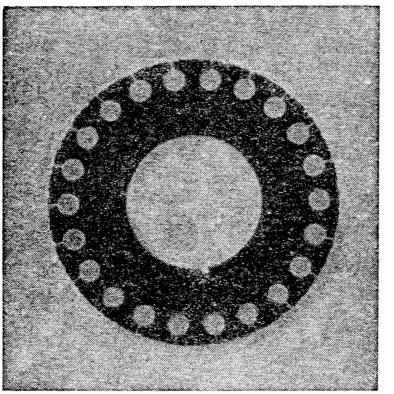


Fig. 277. — *Deux couplages possibles.*

réseaux différents : si chaque enroulement peut supporter 220 V, *sur un réseau 127/220 V on couplera en triangle* et sur *un réseau 220/380 V on couplera en étoile* (fig. 277). Ces moteurs, dont la plaque signalétique porte l'indication 220/380 V pourront sur le réseau 127/220 V être démarrés par le procédé étoile-triangle (voir § 112).



(*Photo de l'Auteur.*)

Fig. 278. — *Tôle de rotor d'un moteur asynchrone.*

b) *Rotor.* — Il tourne moins vite que le champ tournant du stator, il est donc placé dans un champ tournant par rapport à lui et doit être feuilleté. Dans les encoches des tôles (fig. 278) se trouvent des conducteurs en cuivre dont les liaisons seront précisées ultérieurement. L'enroulement rotorique n'est relié à aucune source extérieure, il est fermé sur lui-même donc en court-circuit. Les seuls courants qui le traversent sont les courants de Foucault induits par la rotation du champ.

106. *Vitesses.*

1° Vitesse de rotation du rotor. — Nous savons qu'elle est inférieure à celle du champ tournant. Si l'on note n' la vitesse de rotation et Ω' la vitesse angulaire on a :

$$n' < n \qquad \text{et} \qquad \Omega' < \Omega$$

Un observateur entraîné par le champ tournant verrait le rotor tourner à l'envers à une vitesse réduite : le rotor « *glisse* » par rapport au champ [1]. La vitesse relative du champ par rapport au rotor est la vitesse de glissement, elle est égale à la différence des deux vitesses du stator et du rotor :

$$\text{vitesse de rotation : } n_g = n - n'$$
$$\text{vitesse angulaire : } \Omega_g = \Omega - \Omega'.$$

(1) On a la même impression de glissement quand le train dans lequel on se trouve en double un autre.

2° **Glissement.** — a) *Définition.* — **On appelle glissement d'un moteur asynchrone le rapport de la vitesse de glissement à la vitesse de synchronisme :**

$$g = \frac{n_g}{n} = \frac{\Omega_g}{\Omega} \quad \text{soit :}$$

$$\textbf{(28)} \qquad \boxed{g = \frac{n - n'}{n} = \frac{\Omega - \Omega'}{\Omega}}$$

n et n' étant exprimées toutes deux en tr/mn ou en tr/s.

b) *Valeurs réelles.* — A pleine charge le glissement d'un moteur asynchrone est de quelques %. Il est d'autant plus faible que le moteur est plus puissant.

EXEMPLES : 3 kW : $g = 6$ % 100 kW : $g = 1{,}5$ %

c) *Calcul du glissement :* n^* et n'^* étant données [1] nous calculons quelques valeurs :

n^*	n'^*	g %
3 000	2 900	3,3
1 500	1 440	4
1 000	965	3,5
750	715	4,7
600	576	4

3° **Nouvelles expressions.** — a) *La formule 28 peut s'écrire :*

$$n - n' = gn.$$

Or $n - n'$ est la vitesse de glissement, on a donc $n_g = gn$ et, de même $\Omega_g = g\Omega$.

→ **La vitesse de glissement est égale au produit du glissement par la vitesse de synchronisme.**

b) Calculons n' : $n' = n - gn = n(1 - g)$ et de même $\Omega' = \Omega(1 - g)$.

→ **La vitesse du rotor est égale au produit par (1 — g) de la vitesse de synchronisme.**

(1) Rappelons que nous notons n les vitesses en tr/s et n^* les vitesses en tr/mn quand il y a risque de confusion.

4° **Fréquence des courants induits.** — *a*) Tout se passe pour le rotor comme s'il était fixe et que le champ statorique tourne par rapport à lui à la vitesse de glissement $n_g = gn$ (fig. 279).

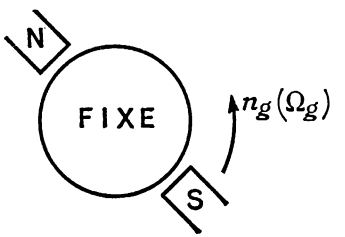


Fig. 279. — *Les pôles fictifs tournent à la vitesse relative* n_g.

Si le stator a 2 pôles il produit dans le rotor des courants induits à la pulsation

$$\omega_g = g\omega \text{ soit à la fréquence } f_g = gf$$

Si le stator a $2p$ pôles, la vitesse du rotor est divisée par p mais le nombre de pôles coupés à chaque tour est multiplié par p, la fréquence des courants rotoriques reste :

(29) $$\boxed{f_g = gf}$$

Le glissement est donc aussi :

$$g = \frac{\text{fréquence des courants rotoriques}}{\text{fréquence des courants statoriques}}$$

Exemple. — Si $f = 50$ Hz et $g = 5\ \%$ $f_g = \frac{5}{100} \cdot 50 = 2{,}5$ Hz.
La fréquence des courants rotoriques est donc faible.

b) *Champ tournant du rotor.* — Ces courants produisent à leur tour un champ tournant à la vitesse angulaire $\Omega_g = \frac{\omega_g}{p}$ **par rapport au rotor,** mais comme celui-ci tourne à la vitesse Ω', la vitesse de ce champ par rapport au stator est

$$\Omega_g + \Omega' = (\Omega - \Omega') + \Omega' = \Omega$$

Le champ rotorique tourne à la vitesse de synchronisme dans le même sens que le champ du stator.

5° **Changement de sens rotation.** — On l'obtient comme dans l'expérience du § 97 en permutant deux fils d'arrivée au stator.

6° **Conclusion.** — Le champ tournant du stator engendre un champ rotorique en synchronisme avec lui et ce par l'intermédiaire du courant induit. C'est par rapport à son propre champ que le rotor glisse.

TABLEAU RÉSUMÉ

GRANDEURS	COURANT STATOR	CHAMP STATOR	ROTOR	COURANTS ROTOR
Fréquence ou vitesse de rotation	f	$n = \frac{f}{p}$	$n' = n\,(1 - g)$	gf
Pulsation ou vitesse angulaire	ω	$\Omega = \frac{\omega}{p}$	$\Omega' = \Omega\,(1 - g)$	$g\omega$

107. *Mesure du glissement.*

1° **Au compte-tour.** — Si la vitesse du rotor est de 1 430 tr/mn ($n = 1\,500$), le compte-tour ayant une précision de 1 % on mesurera n' à 1 % de 1 480 soit à 14 tr/mn près et le glissement qui correspond à 70 tr/mn (différence des vitesses) ne sera déterminé qu'à $\frac{14}{70}$ près soit avec une erreur possible de 20 %! Il est donc préférable de mesurer directement le glissement ou, ce qui revient au même, la vitesse de glissement ou la fréquence des courants rotoriques.

2° **Mesure de la fréquence des courants rotoriques.** — On relie un ampèremètre aux extrémités de l'arbre du moteur (fig. 280). L'arbre étant métallique des courants y sont induits à la fréquence gf et sont suffisants pour donner à l'aiguille des oscillations que l'on peut facilement compter. Si l'on compte N oscillations en une minute :

$$gf = \frac{N}{60} \qquad \text{et} \qquad g = \frac{N}{60f}$$

soit à 50 Hz et en % :

$$g = \frac{100N}{3\,000} = \frac{N}{30}$$

REMARQUE. — Avec un rotor bobiné, l'ampèremètre pourra être relié aux balais après le court-circuitage du rotor. La chute de tension entre les balais sera suffisante pour produire la déviation.

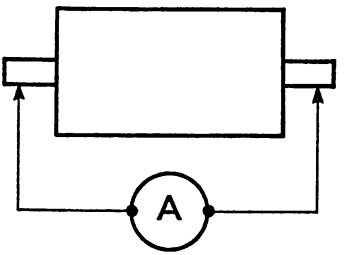


Fig. 280. — *Mesure de la fréquence des courants rotoriques.*

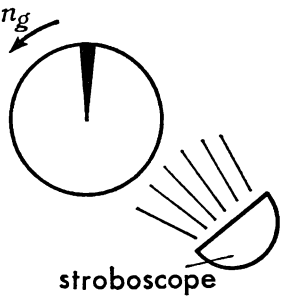


Fig. 281. — *Stroboscopie.*

3° **Stroboscopie.** — *Principe pour un moteur bipolaire.* — Traçons un trait noir sur un disque monté en bout d'arbre (fig. 281). Le trait tourne à la vitesse n' tr/s alors que la vitesse de synchronisme est n tr/s. Si on éclaire le disque avec une source (stroboscope) donnant un éclair tous les $\frac{1}{n}$ seconde on verra le trait tourner à l'envers [1] à la vitesse $n_g = n - n'$.

Si N est le nombre de tours apparents comptés en une minute :

$$n_g = \frac{N}{60} = gn \qquad \text{et} \qquad g = \frac{N}{60\,n}$$

soit à 50 Hz et en % :

$$g = \frac{100N}{3\,000} = \frac{N}{30}$$

108. *Existence d'un couple moteur.*

1° **Rotor simplifié.** — Nous supposons qu'à chaque pôle fictif tournant du stator corresponde un seul conducteur actif.

a) Plaçons un conducteur sous chaque pôle (fig. 282) et rappelons que pour appliquer la règle des trois doigts de la main gauche on doit retenir le sens du déplacement du conducteur par rapport aux lignes de force (donc sens inverse de la flèche qui indique le sens de rotation des pôles). Les conducteurs actifs AB, CD, EF, et GH étant juste sous l'axe des pôles la f.é.m. qui y est induite est maximale. A l'intérieur de la spire ABDC (en trait fort) les deux f.é. m. s'ajoutent et si l'on néglige

(1) Comme les roues des diligences dans les films.

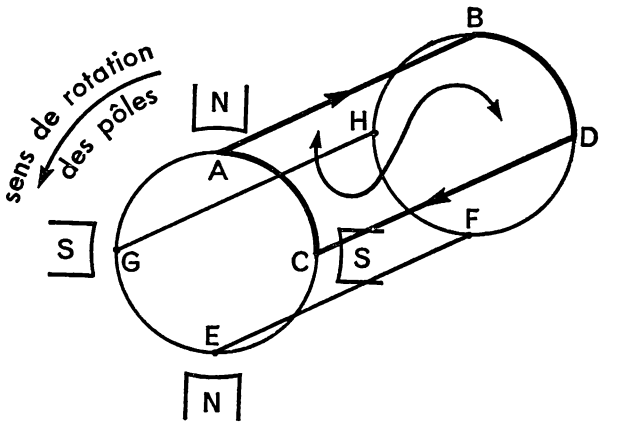


Fig. 282. — *La face sud ABDC est entraînée par la rotation des pôles.*

l'inductance de la spire le courant induit est aussi maximal (comme la f.é.m.). Le dessus de la spire est une face sud, attirée par le pôle N qui s'en va et repoussé par le pôle S qui arrive.

On pourrait faire un raisonnement identique pour les autres spires. Ceci nous montre :

1° Que le nombre de pôles du rotor est le même que celui du stator.

2° Qu'il existe un couple moteur.

b) Si les conducteurs sont sur l'axe interpolaire (fig. 283) la f.é.m. qui y est induite est nulle, il n'y a ni courant ni couple moteur.

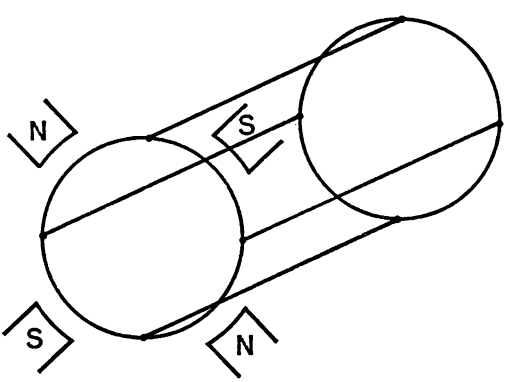


Fig. 283. — *Dans cette position les f.é.m. induites sont nulles.*

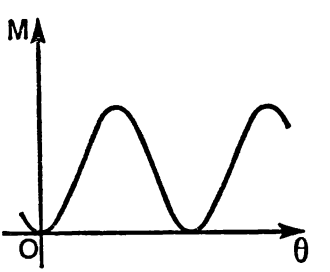


Fig. 284.

→ Quand il n'y a qu'un conducteur par pôle, le couple moteur est donc variable et s'annule périodiquement (fig. 284). Nous allons remédier à cet inconvénient.

2° Tension entre les extrémités d'un conducteur. — Nous supposons que les conducteurs de liaison DB et AC ont une résistance négligeable devant celle des conducteurs actifs AB et CD; c'est toujours le cas puisqu'ils ont à la fois une section plus grande et une longueur plus faible (fig. 285). Représentons un schéma équivalent à ces deux conduc-

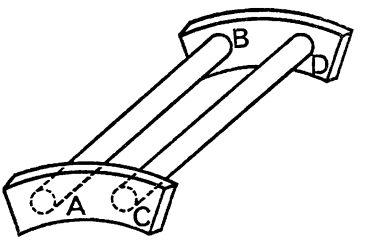


Fig. 285.

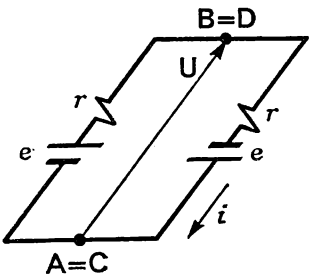


Fig. 286. — *Schéma équivalent à 2 conducteurs actifs.*

teurs actifs quand ils sont le siège d'une f.é.m. (fig. 286) et calculons la tension entre A et B; soit e la f.é.m. induite et r la résistance de AB (et de CD) :

$$i = \frac{2e}{2r} = \frac{e}{r} \qquad U = e - ri = e - r\frac{e}{r} = 0$$

→ **Les points tels que A et B sont au même potentiel.** Il est donc possible de compléter l'enroulement du rotor :

a) En ajoutant des conducteurs actifs.

b) En réunissant les extrémités de tous les conducteurs par deux couronnes de forte section et de résistance négligeable.

On obtient ainsi un enroulement en court-circuit, **dit en « cage d'écureuil » (fig. 287 et 288).**

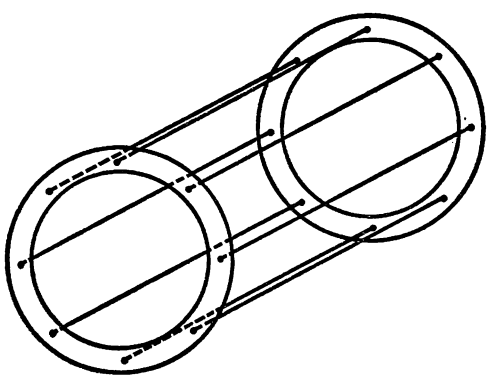
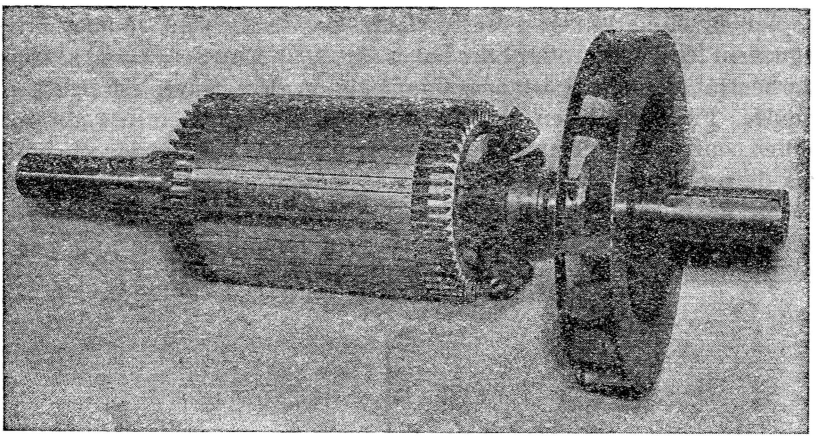


Fig.287. — *Cage d'écureuil.*



(*Photo Jeumont-Schneider.*)

Fig. 288. — *Moteur asynchrone à rotor en cage d'écureuil.*

A chaque pôle du stator correspondront plusieurs conducteurs, la f.é.m. induite s'annulera dans un conducteur quand il se trouvera sur l'axe interpolaire *mais les autres conducteurs assureront la continuité du couple,* celui-ci ne s'annulera plus.

3° **Influence de l'inductance des conducteurs.** — Elle déphase le courant sur la f.é.m. induite et diminue ainsi la puissance active donc le couple.

4° **Nombre de pôles du rotor.** — A chaque pôle du stator correspond un pôle rotorique créé par induction. **Le nombre de pôles du rotor est donc, par nature, égal au nombre de pôles** du stator et ce quelle que soit la constitution de l'enroulement rotorique.

109. *Rotor bobiné.*

1° **Le rotor en cage d'écureuil ne permet pas d'avoir simultanément un bon couple de démarrage et un courant de démarrage raisonnable, il n'est donc utilisé que pour les petits moteurs de quelques kilowatts et pour les gros moteurs n'ayant pas besoin de démarrer avec leur pleine charge.**

2° **Bobinage.** — Il peut théoriquement être quelconque mais il est préférable qu'il soit triphasé. Les trois enroulements peuvent être

couplés en étoile ou en triangle, leurs extrémités sont réunies à trois bagues sur lesquelles frottent des balais (fig. 289). Entre ces balais se trouve un rhéostat dont la résistance, maximale au démarrage, est peu à peu annulée. Finalement, en marche normale, les enroulements du rotor sont en court-circuit comme pour un moteur à cage; le démarrage ne posant plus de problème on peut construire le moteur sans s'en préoccuper et obtenir de meilleures performances à pleine charge. L'élimination des résistances du rhéostat est le plus souvent rendue automatique par un procédé mécanique (force centrifuge) ou électrique.

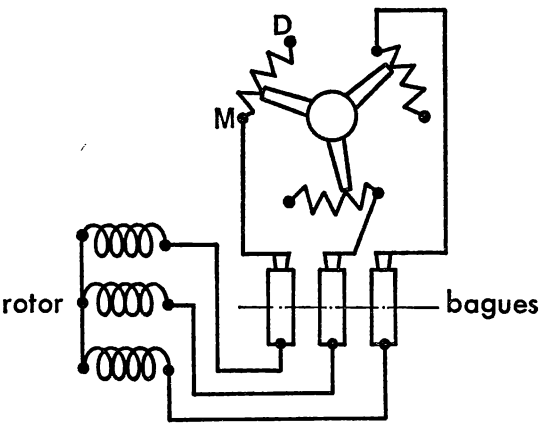


Fig. 289. — *Rotor bobiné et rhéostat de démarrage.*
D = démarrage
M = marche normale.

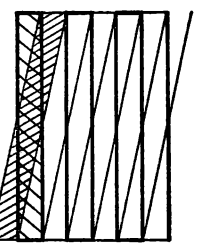


Fig. 290. — *La surface de recouvrement des encoches reste constante.*

3° **Nombre d'encoches.** — Pour éviter les points morts qui se produiraient quand les dents sont en regard, le rotor et le stator ont des nombres d'encoches différents et de plus les encoches de l'un des deux sont inclinées (fig. 290). Ceci est vrai quel que soit le type de rotor.

110. *Puissances et couple.*

1° Bilan énergétique.

a) Puissance absorbée : $P = UI\sqrt{3}\cos\varphi$.

b) Pertes. — Pertes joules stator : $p_{js} = \frac{3}{2}RI^2$.

R étant la résistance mesurée entre deux phases quel que soit le montage (§ 84) :

— Pertes fer stator : p_{fs}. Elles sont pratiquement indépendantes de la charge.

— Pertes joules rotor : p_{jr}.

— Pertes fer rotor. On peut les négliger puisque la fréquence des courants rotoriques est faible.

— Pertes mécaniques : p_m. Elles sont pratiquement indépendantes de la charge.

c) Puissance utile : $P_u = UI\sqrt{3}\cos\varphi$ — pertes.
Le bilan est illustré (fig. 291).

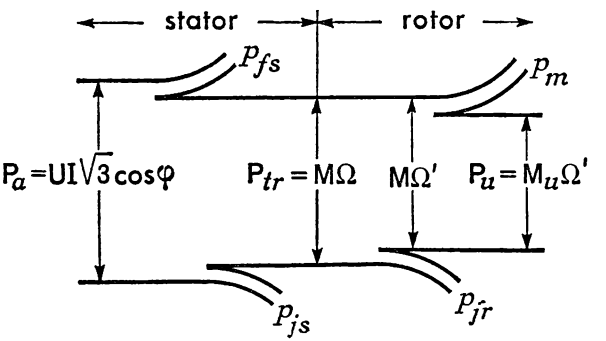


Fig. 291. — *Bilan des puissances.*

2° **Puissance transmise au rotor.** — C'est la puissance absorbée diminuée des pertes du stator : $P_{tr} = P_a - p_{js} - p_{fs}$.

Cette puissance est transmise au rotor par le couple électromagnétique développé grâce au champ tournant, on a donc :

(30) $$\boxed{M = \frac{P_{tr}}{\Omega}}$$

ce couple est aussi celui du rotor (égalité de l'action et de la réaction) mais ce dernier tourne à la vitesse Ω' et la puissance restante est : $P' = M\Omega'$.

La transmission de la puissance du stator au rotor se fait avec une perte de vitesse mais sans diminution de couple.

3° **Pertes joules rotor.** — La différence des deux puissances est perdue par effet joule dans le rotor à cause du glissement c'est

$$p_{jr} = P_{tr} - P' = M\Omega - M\Omega' = M\ (\Omega - \Omega')$$

introduisons le glissement $g = \dfrac{\Omega - \Omega'}{\Omega}$

$$p_{jr} = \frac{M\ (\Omega - \Omega')\ \Omega}{\Omega} = g\ M\Omega = g\ P_{tr}$$

(31) $$\boxed{p_{jr} = gP_{tr}}$$

Les pertes joules dans le rotor sont égales au produit par le glissement de la puissance transmise.

4° **Rendement :**

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - p_{js} - p_{fs} - p_{jr} - p_m}{P_a}$$

avec $- p_{jr} = - g\ (P_a - p_{js} - p_{fs})$

(32) $$\boxed{\eta = \frac{(1-g)(P_a - p_{js} - p_{fs}) - p_m}{P_a}}$$ (avec $P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi$)

Remarques. I. — Le terme $(1 - g)$ est appelé rendement du rotor.

II. — Comme on a à la fois $p_{js} \ll P_a$ et $p_{fs} \ll P_a$ on ne commet pas une grosse erreur en écrivant $p_{jr} \simeq g\ P_a$.

III. — Le couple $M = \dfrac{P_{tr}}{\Omega}$ est celui transmis au rotor, pour avoir le couple utile il faut diviser la puissance utile par la vitesse angulaire du rotor : $M_u = \dfrac{P_u}{\Omega'}$.

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

23. 01. — Compléter le tableau pour $f = 50$ Hz.

p	n^*	n'^*	g %
2	...	1 410	...
...	750	...	3
...	1 000	975	...
6	...	490	...
4	...	...	4

23. 02. — Calculer le glissement d'un moteur 4 pôles, 60 Hz, sachant qu'il tourne à 1 710 tr/mn.

23. 03. — La puissance transmise au rotor d'un moteur asynchrone est de 31,4 kW. Calculer le couple moteur pour 2 pôles, 4 pôles, 6 pôles. La fréquence est 50 Hz.

23. 04. — Un moteur asynchrone absorbe 6 000 W, son glissement est de 3,5 %. Calculer les pertes joules rotor en négligeant les pertes du stator.

II. AVEC SOLUTION.

23. 05. — Un moteur asynchrone 380 V, 50 Hz, absorbe un courant de 15 A avec un facteur de puissance égal à 0,8. Sa vitesse est de 1 425 tr/mn. En ne tenant compte que des pertes joules du rotor, calculer :

1° Le nombre de pôles.

2° La puissance absorbée.

3° Le glissement.

4° Les pertes joules du rotor.

5° Le rendement.

— Solution —

1° La vitesse de synchronisme ne peut être que 1 500 tr/mn donc $p = 2$.

2° $P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi = 380.15.1{,}732.0{,}8 = 7\,920$ W.

3° $g = \dfrac{n - n'}{n} = \dfrac{1\,500 - 1\,425}{1500} = 0{,}05 \rightarrow 5\ \%$.

4° $P_a = P_{tr}$ (pas de pertes au stator).
$p_{jr} = gP_a = 0{,}05.7\,920 = 396$ W.

5° $\eta = 1 - g = 0{,}95 \rightarrow 95\ \%$.

23. 06. — Un moteur asynchrone 220 V, 50 Hz, absorbe un courant de 30 A avec un facteur de puissance égal à 0,86, son glissement est alors $g = 4\ \%$. La résistance entre 2 phases du stator est $R = 0{,}2\ \Omega$ et les pertes fer du stator $p_{fs} = 300$ W. Calculer :

1° La vitesse de rotation sachant qu'il y a 6 pôles. 2° Les pertes joules stator. 3° Les pertes joules rotor. 4° Le couple moteur. 5° Le rendement.

— Solution —

1° $g = \dfrac{n - n'}{n} \rightarrow n' = n(1 - g) = 1\,000\ (1 - 0{,}04) = 960$ tr/mn.

2° $p_{js} = \dfrac{3}{2} RI^2 = \dfrac{3}{2}.\ 0{,}2.30.30 = 270$ W.

3° Puissance absorbée :

$$P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi = 220.30.1{,}732.0{,}86 = 9\,800 \text{ W}.$$

Puissance transmise au rotor :

$$P_{tr} = P_a - p_{js} - p_{fs} = 9\,800 - 270 - 300 = 9\,230 \text{ W}$$

Pertes joules rotor :

$$p_{jr} = g\ P_{tr} = \frac{4}{100}(9\,230) = 370 \text{ W}$$

4° Couple moteur : $\Omega = \dfrac{2\pi n^*}{60} = \dfrac{2\,000\pi}{60} = \dfrac{100\pi}{3}$.

$$M = \frac{P_{tr}}{\Omega} = \frac{9\,230}{\frac{100}{3}\pi} = \frac{27\,690}{314} \simeq 88 \text{ m.N.}$$

5° Rendement :

$$\eta = \frac{9\,230 - 370}{9\,800} = \frac{8\,860}{9\,800} = 0{,}905 \rightarrow 90{,}5\ \%$$

III. A RÉSOUDRE.

23. 07. — Un moteur asynchrone triphasé 220 V, 50 Hz absorbe un courant $I = 20$ A sous un facteur de puissance égal à 0,82 et tourne à la vitesse de 1 430 tr/mn; on néglige les pertes du stator. Calculer :

1° Le nombre de pôles. 2° Le glissement. 3° Les pertes joules rotor. 4° Le rendement.

23. 08. — On lit sur la plaque d'un moteur asynchrone triphasé : 380 V — 50 Hz — $I = 40$ A — $\cos \varphi = 0{,}86$ — $n' = 725$ tr/mn.
On sait en outre que la résistance entre phases du stator est 0,3 Ω et que les pertes fer y sont de 600W. Calculer :

1° Le nombre de pôles et le glissement. 2° La puissance absorbée, les pertes joules et le rendement. 3° Le couple moteur.

23. 09. — Un moteur asynchrone triphasé a les caractéristiques suivantes :

220 V — 50 Hz — 25 A — $\cos \varphi = 0{,}83$ — $n' = 970$ tr/mn

Stator : R entre phases : 0,24 Ω; pertes fer : 220W.
Pertes mécaniques : 230W.
Calculer :

1° Le glissement. 2° La puissance absorbée et la puissance transmise au rotor. 3° Les pertes joules rotor et le rendement. 4° Le couple moteur (sans tenir compte des pertes mécaniques) puis le couple moteur utile (en tenant compte de ces pertes).

24

FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ

111. *Moteur à cage.*

1° **Moteur utilisé.** — 4 pôles — 220 V — 50 Hz.
Valeurs nominales : $I = 13$ A — $P_u = 3\,000$ W — $\cos \varphi = 0{,}8$
$n' = 1\,400$ tr/mn

2° **But des essais.** — Mesurer et calculer les différents paramètres du fonctionnement. On effectue un essai à vide, des essais pour différentes charges et un essai dit en court-circuit avec le rotor bloqué. Dans ce dernier cas le moteur se trouve dans les mêmes conditions qu'en démarrage direct : stator relié au réseau et rotor à l'arrêt; les grandeurs mesurées et calculées auront donc les mêmes valeurs :

démarrage = court-circuit à l'arrêt

3° **Mesures effectuées.** — On mesure le courant, la tension, la puissance absorbée (par la méthode des 2 wattmètres) et le glissement.

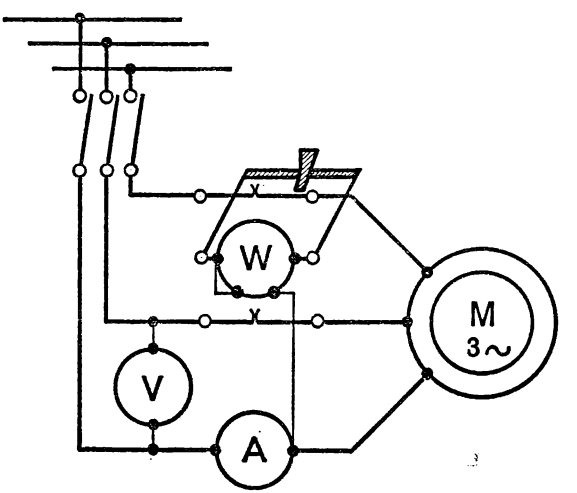


Fig. 292. — *Montage du moteur.*

La charge du moteur est constituée par une génératrice à excitation indépendante débitant dans un rhéostat. Le rendement de la génératrice étant connu on peut trouver la puissance qu'elle absorbe : cette dernière est la puissance utile du moteur [1].

Le schéma de montage du moteur seul est donné figure 292.

On calcule ensuite :

$$\cos \varphi = \frac{P_a}{UI\sqrt{3}} \qquad n' = n\ (1 - g) \qquad \eta = \frac{P_u}{P_a} \qquad M_u = \frac{P_u}{\Omega'}$$

Ce dernier est légèrement inférieur au couple transmis $M = \frac{P_{tr}}{\Omega}$.

4° **Résultats.** — La vitesse de synchronisme est :

$$n = \frac{8\,000}{p} = 1\,500 \text{ tr/mn}$$

Fonctionnement	I	P_a	P_u	g %	n'	cos φ	η %	M_u
A vide	6	300	0	0,67	1 490	0,13	0	0
2/3 de charge . . .	10	2 800	1 910	4	1 440	0,73	68	12,7
Charge nominale . .	13	3 920	2 850	6,7	1 400	0,80	73	19,3
Surcharge	16	5 000	3 450	10	1 350	0,82	69	24,5
Surcharge	20	6 000	4 000	13,3	1 300	0,79	67	29,3
Surcharge	25	7 000	4 050	22,3	1 165	0,74	58	33
Surcharge	33	7 800	2 100	54,3	685	0,62	27	29,3
Court-circuit	38	8 400	0	100	0	0,58	0	29

5° **Analyse des résultats à vide.** — a) *Courant.* — Il est important (6 A), presque égal à la moitié du courant nominal (13 A).

b) *Facteur de puissance.* — Très faible (0,13), le courant absorbé est surtout réactif : c'est essentiellement le courant magnétisant du stator. Il est beaucoup plus important que pour un transformateur à cause de l'entrefer (2 fois 0,5 mm) qui demande beaucoup d'ampères-tours.

c) *Glissement.* — Il est inférieur à 1 %, le rotor tourne presque au synchronisme.

(1) On peut aussi calculer la puissance utile avec la puissance absorbée et les pertes du moteur.

d) *Puissance absorbée.* — Soit P_0 sa valeur, elle est égale à la somme des pertes puisque la puissance utile est nulle :

$$P_0 = p_{js} + p_{js} + p_{jr} + p_m$$

Les pertes joules stator sont calculables : $p_{js} = \frac{3}{2} RI_0^2$.

La puissance transmise au rotor (< 300 W) et le glissement (< 1 %) étant beaucoup plus faibles qu'en charge, les pertes joules rotor égales à leur produit sont toujours négligeables, avec le moteur étudié :

$$p_{jr} < 300 \cdot \frac{1}{100} = 3 \text{ W}$$

En appelant I_0 le courant absorbé à vide on a donc pour les pertes constantes :

$$p_c = p_{fs} + p_m = P_0 - \frac{3}{2} RI_0^2$$

Remarque. — Sans erreur sensible, on peut admettre pour le calcul du rendement par la formule 32 que l'on a :

$$p_{fs} = p_m = \frac{p_c}{2}$$

A titre documentaire signalons que l'erreur sur le rendement sera toujours nettement inférieure à 0,1 %.

6° Analyse des résultats en court-circuit (= démarrage) — a) *Courant.* — Le courant en court-circuit, donc en démarrage direct, est important (38 A); il est à peu près égal à 3 fois le courant nominal. Notons que ce courant au démarrage **ne dépend pas de la charge,** il est le même à vide et à charge nominale. Seule la durée du démarrage augmente quand la charge augmente.

b) *Facteur de puissance.* — Il est inférieur (0,58) à celui de la charge nominale (0,80).

c) *Couple moteur.* — Égal à 29 mN, il vaut une fois et demie le couple nominal (19,3), un moteur asynchrone à cage peut donc démarrer en charge.

7° Analyse des résultats en charge. — Nous avons largement dépassé les valeurs nominales grâce à des essais rapides et espacés mais dans le fonctionnement normal on doit s'en tenir au maximum de 18 A ou à la rigueur de 16A, aussi nous étudierons les résultats en fonction de

la puissance utile jusqu'à cette valeur seulement. Par contre nous tracerons les courbes en fonction du glissement quand celui-ci varie de 100 % à 0 % bien que la plage d'utilisation soit limitée à 10 % environ, ces courbes sont complétées par des valeurs ne figurant pas dans le tableau.

A) En fonction de la puissance utile (fig. 293).

a) *Courant.* — Il croît avec P_u.

b) *Glissement.* — Il augmente quand la puissance augmente mais ne dépasse pas quelques pour cent pour la valeur nominale.

c) *Facteur de puissance.* — Il s'améliore quand la charge augmente et est maximal au voisinage de la charge nominale.

d) *Rendement.* — Mêmes remarques que pour le facteur de puissance.

e) *Couple moteur.* — Il est sensiblement proportionnel à la puissance utile.

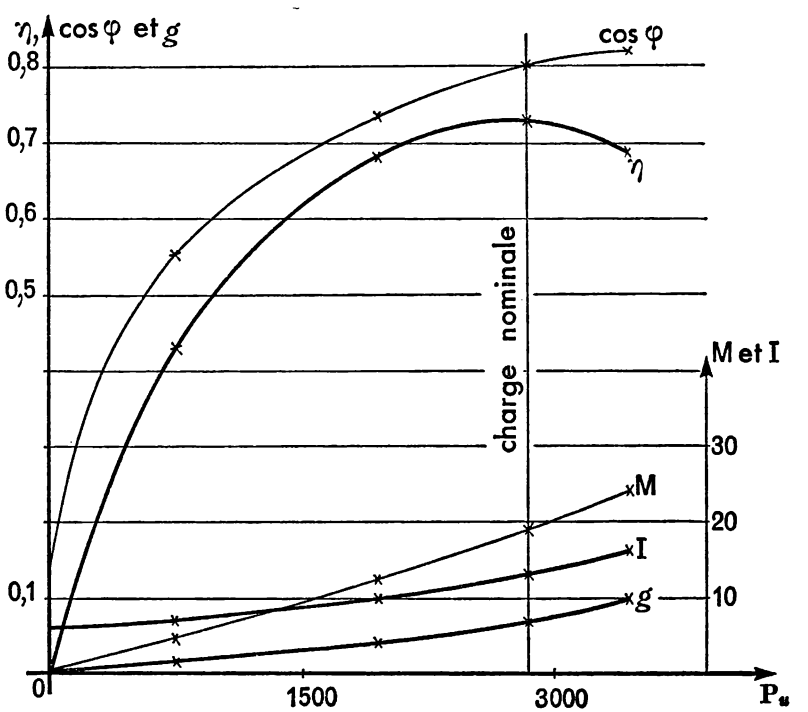


Fig. 293. — *Courbes en fonction de la puissance utile.*

B) En fonction du glissement (fig. 294). — a) *Courant.* — Il reste très élevé pendant le démarrage jusqu'à un glissement de 20 % environ.

b) *Couple.* — Il croît jusqu'à un maximum correspondant à un glissement de 20 % environ puis décroît presque linéairement pour s'annuler quand g est voisin de zéro. Le couple maximal est à peu près égal au double du couple nominal.

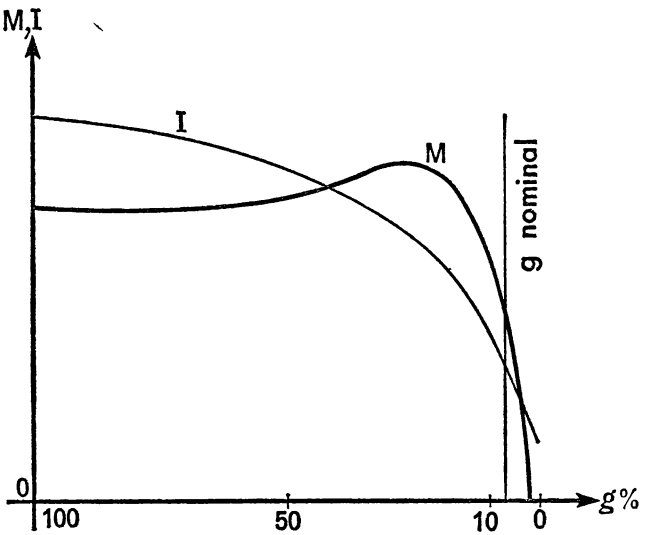


Fig. 294. — *Courbes en fonction du glissement.*

8° **Conclusions pour un moteur à cage.** — Les caractéristiques varient évidemment d'un moteur à l'autre mais leur allure est conservée. Nous donnons ci-dessous les plages de valeurs nominales entre lesquelles évoluent le rendement, le facteur de puissance et le glissement. La première valeur correspond à un petit moteur (quelques kW), la deuxième a un gros moteur (une centaine de kW).

Rendement : 75 à 95 %.
Cos φ : 0,80 à 0,92.
Glissement : 7 % à 1,2 %.

Le courant I_{dd} en démarrage direct varie entre 3 et 5 fois le courant nominal. Le couple M_{dd} en démarrage direct est toujours au moins égal au couple nominal, le couple maximal est approximativement le double du couple nominal.

$$L_{dd} = 3 \text{ à } 5\ I_n \qquad M_{dd} \geqslant M_n \qquad M_m \simeq 2\ M_n$$

C'est à cause de la valeur excessive du courant de démarrage qu'il est nécessaire de prévoir un procédé de démarrage, malheureusement ce dernier produira aussi une réduction du couple correspondant.

112. *Procédés de démarrage d'un moteur à cage.*

1° **Démarrage direct.** — Nous venons d'en préciser les inconvénients, il ne peut être admis que pour les petits moteurs. Au démarrage, donc pour un glissement égal à 100 %, on peut admettre que les couples sont entre eux comme les carrés des courants absorbés par le moteur. On aura donc avec un procédé de démarrage quelconque :

$$\frac{M_d}{M_{dd}} = \left(\frac{I_d}{I_{dd}}\right)^2$$

Le procédé de démarrage sera d'autant meilleur, que comparés aux valeurs nominales, I_d sera plus petit et M_d plus grand.

2° **Rhéostat statorique** (fig. 295). — A cause des pertes joules dans le rhéostat, ce procédé est antiéconomique et ne peut être envisagé que pour les petits moteurs. Si au démarrage la tension appliquée au moteur est $\frac{U}{2}$, le courant est sensiblement $\frac{I_{dd}}{2}$ et l'on a :

$$\frac{M_d}{M_{dd}} = \left(\frac{I_d}{I_{dd}}\right)^2 = \frac{1}{4}$$

Le courant a été divisé par 2 et le couple par 4.

On ne pourra donc envisager de démarrer à pleine charge.

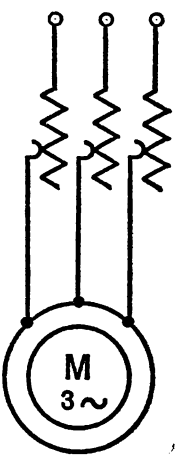


Fig. 295.
Rhéostat statorique.

3° **Auto-transformateur** (fig. 296). — *1er temps.* — K_2 étant ouvert on ferme K_3 puis K_1. Le moteur est alimenté sous la tension réduite U′ (entre phases).

2e temps. — On ouvre K_3, le moteur est en série avec les « selfs » AA′, BB′, CC′.

3e temps. — On ferme K_2, le moteur est directement relié au réseau.

Si le rapport de transformation est $\frac{1}{2}$, $U' = \frac{U}{2}$ et le courant est $I_d = \frac{I_{dd}}{2}$ dans le moteur, mais le courant appelé au réseau n'est que

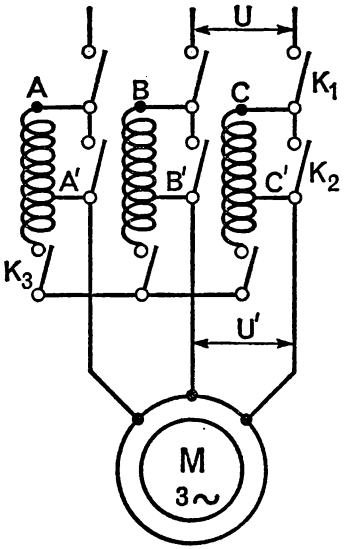


Fig. 296. — *Démarrage avec auto-transformateur.*

$\frac{I_d}{2} = \frac{I_{dd}}{4}$ (propriétés des transformateurs, fig. 297). Le rapport des couples est :

$$\frac{M_d}{M_{dd}} = \left(\frac{I_d}{I_{dd}}\right)^2 = \frac{1}{4}$$

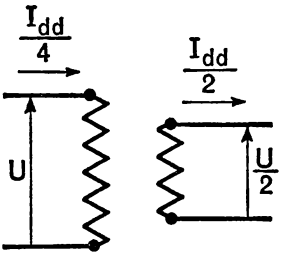


Fig. 297. — *Le courant appelé est divisé par 4.*

Le couple est encore divisé par 4 mais le courant fourni par le réseau l'est également. Ce procédé est supérieur au précédent (dans lequel le courant n'était divisé que par 2).

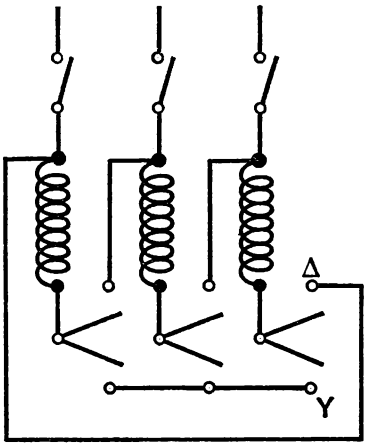


Fig. 298. — *Démarrage étoile-triangle.*

4° **Démarrage étoile-triangle** (fig. 298). — Les enroulements du stator sont couplés en étoile au démarrage puis en triangle pour le fonctionnement en charge.

Pour un démarrage en triangle, la tension appliquée à un enroulement est U (tension entre phases) et le courant dans cet enroulement est J_{dd}, mais le courant fourni par le réseau est $I_{dd} = J_{dd}\sqrt{3}$ (propriétés du triphasé fig. 299). Pour un démarrage en étoile, la tension appliquée à un enroulement est $\frac{U}{\sqrt{3}}$ et le courant, identique pour

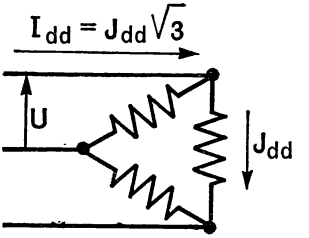


Fig. 299.

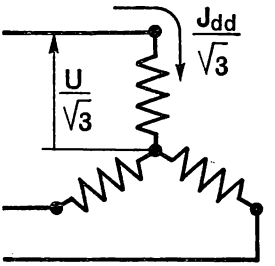


Fig. 300.

un enroulement et le réseau, est $I_d = J_d = \frac{J_{dd}}{\sqrt{3}}$ (fig. 300). Le rapport des couples est égal au rapport du carré des courants dans le moteur :

$$\frac{M_d}{M_{dd}} = \left(\frac{J_d}{J_{dd}}\right)^2 = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 = \frac{1}{3}$$

Le rapport des courants fournis par le réseau est :

$$\frac{J_d}{I_{dd}} = \frac{\frac{J_{dd}}{\sqrt{3}}}{J_{dd}\sqrt{3}} = \frac{1}{3}$$

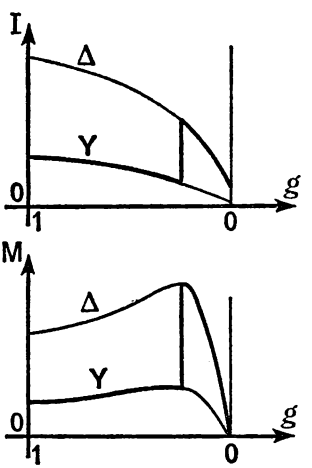


Fig. 301. — *Passage de l'étoile au triangle.*

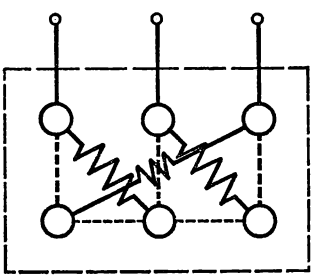


Fig. 302. — *Plaque à bornes : en pointillés fin : montage étoile en pointillés gras : montage triangle.*

Ce procédé a donc la même valeur que le précédent, puisque couple et courant sont divisés par le même nombre.

Bien entendu, lors du passage de l'étoile au triangle il y aura une nouvelle pointe de courant (fig. 301). Le démarrage à pleine charge est impossible puisque si $M_{dd} = 1{,}5\ M_x$, on aura $M_d = 0{,}5\ M_x$.

Ce procédé ne peut être utilisé que si le moteur est prévu pour le couplage triangle avec le réseau dont on dispose. Les moteurs offrant cette possibilité portent sur leur plaque l'indication de deux tensions, par exemple 220/380 V, et possèdent 6 bornes (fig. 302). On ne pourra leur appliquer que 220 V en triangle, le réseau doit donc être 127/220 V.

Remarquer que le moteur peut fonctionner sur le réseau 220/380 V mais seulement en étoile.

113. *Moteur à rotor bobiné.*

1° **Essai en charge.** — Si l'on court-circuite les enroulements du rotor on obtient des caractéristiques comparables à celles d'un moteur à cage, signalons cependant que le démarrage ne posant plus de problèmes, le moteur est calculé pour un fonctionnement nominal correspondant à un glissement plus faible donc à un rendement supérieur.

2° **Influence de la résistance du rotor sur le démarrage.** — Le rhéostat de démarrage restant en circuit (revoir fig. 289), étudions l'influence de sa résistance sur le courant absorbé au démarrage et sur le couple correspondant, la tension appliquée au stator restant constante. Si R est la résistance d'une phase du rotor et R′ celle du rhéostat, la résistance totale est $R_t = R + R'$. Faisons varier ce total de R (rotor seul) à 10 R (tout le rhéostat en circuit). Pour le moteur utilisé nous avons : $R = 0{,}2\ \Omega$, le courant nominal est $I_n = 86$ A et le couple nominal $M_n = 80$ m N.

R′	R_t	I_d (A)	M_d (mN)
0	0,2	90	28
0,2	0,4	85	50
0,4	0,6	80	70
1	1,2	65	110
1,8	2	45	120

3° **Analyse des résultats.** — Au démarrage, l'introduction de tout le rhéostat divise donc le courant par 2 (45 au lieu de 90) et multiplie le couple par $\frac{120}{28} \simeq 4{,}3$ par rapport au démarrage direct (R′ = 0).

Quelles seraient les données correspondantes pour un moteur à cage? Pour avoir $M_{dd} = 120$ ($= 28.4{,}3$) le courant absorbé serait approximativement multiplié par $\sqrt{4{,}3} \simeq 2$ soit $I_{dd} = 90.2 = 180$ A.

Avec le rotor bobiné et le rhéostat de démarrage on a donc pu conserver le même couple en divisant le courant par $\frac{180}{45} = 4$. Ce procédé de démarrage, inutilisable avec un rotor à cage, est donc nettement supérieur à tous les autres.

4° **Courbes en charge** (1). — Nous traçons les courbes du couple et du courant en fonction du glissement pour différentes valeurs de R_t.

Couple. — Le maximum reste toujours le même mais il est atteint pour des glissements d'autant plus grands que la résistance est elle-même plus grande (fig. 303). Le glissement g_m correspondant au couple maximal est proportionnel à la résistance totale R_t

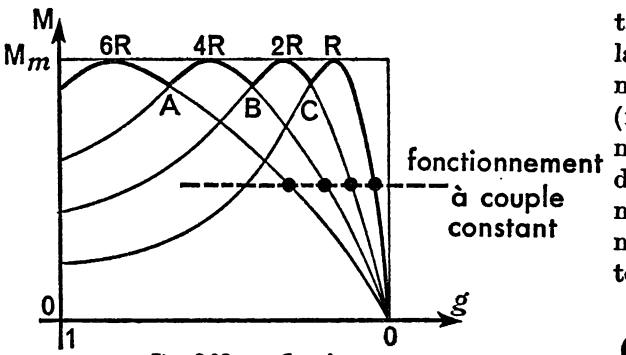


Fig. 303. — *Couple moteur.*

$$(32) \quad \boxed{\frac{g_m}{R_t} = C^{te}}$$

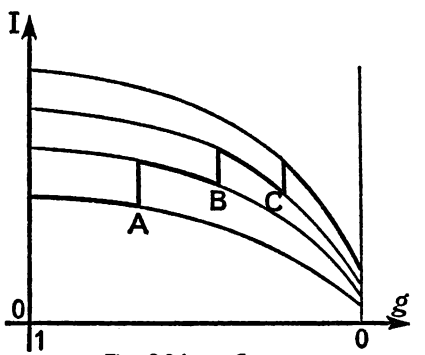


Fig. 304. — *Courant.*

Courant. — Pour un glissement donné il diminue quand R_t augmente mais ne lui est pas inversement proportionnel. Quand R_t est multipliée par 10 il est à peu près divisé par 2. Quelle que soit R_t la courbe du courant en fonction du glissement a la même allure : courant variant peu pour les forts glissements puis décroissant rapidement quand le glissement est faible (fig. 304).

(1) Les formules donnant M et I en fonction de g sont établies dans le chapitre 25

5° **Utilisation du rhéostat pendant la période du démarrage.** — On démarre avec le maximum de résistance puis on change de plots en A puis en B, puis en C de façon à maintenir le couple au voisinage du maximum. Les graphes du couple et du courant pendant le démarrage sont soulignés en gras sur les figures 303 et 304.

6° **Fonctionnement à vitesse variable.** — Si le moteur entraîne un système ayant un couple résistant constant on pourra faire varier sa vitesse par action sur le rhéostat de démarrage puisque l'augmentation de R_t oblige le moteur à ralentir pour qu'il puisse maintenir le même couple (gros points de la fig. 303). Ce procédé produisant une forte dissipation d'énergie (gP_{tr}) n'est pas économique.

7° **Procédés de démarrage.** — On peut naturellement utiliser ceux du moteur à cage mais il est évident que le procédé par rhéostat rotorique leur sera préféré puisque supérieur. La manœuvre du rhéostat doit être assez lente (quelques secondes). Il est en outre nécessaire de ne pas oublier de la replacer en position D (démarrage) avant une nouvelle mise en route.

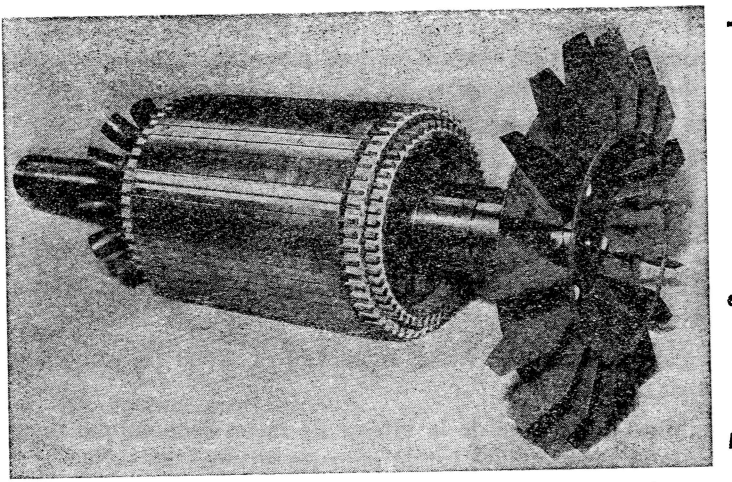
114. *Moteur à double cage.*

1° Pour concilier la simplicité et la robustesse du moteur à cage et les qualités du rotor bobiné au démarrage on a inventé le moteur à **double cage** (fig. 305).

2° **Constitution.** — Le rotor possède deux cages concentriques l'une externe et l'autre interne placées dans les encoches du rotor (fig. 306). Parce qu'elle est entourée de fer la cage interne est plus inductive que l'externe. Par contre on donne à la cage externe une plus grande résistance (en la fabriquant en laiton par exemple). Au démarrage la fréquence des courants rotoriques est grande et la réactance de la cage interne (plus inductive) combinée à l'effet pelliculaire[1] conduit à un courant faible dans cette cage : le démarrage s'effectue comme si la cage externe, plus résistance, était seule.

A la vitesse nominale au contraire les réactances sont négligeables

(1) Voir 1er T.I.F. 3, § 89.



(*Photo Jeumont-Schneider.*)

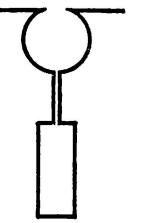


Fig. 306. *Double encoche d'un rotor double cage.*

Fig. 305. *Rotor à double cage.*

(fréquence rotorique faible) et le courant est plus important dans la cage interne moins résistante. Finalement tout se passe comme si la résistance du rotor variait pendant le démarrage.

3° **Couple moteur.** — Il résulte de l'addition des couples que donneraient séparément les deux cages (fig. 307).

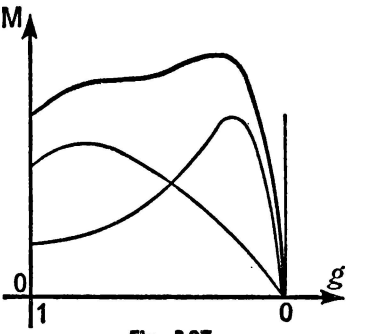


Fig. 307.

4° **Moteurs à déplacement de courant.** — Ils utilisent l'effet pelliculaire, rappelons qu'à 50 Hz l'épaisseur de pénétration dans le cuivre est de 1 cm environ. Si une barre rectangulaire a 5 cm de haut, sa résistance au démarrage ($f_g = 50$ Hz) est à peu près égale à 5 fois sa résistance au synchronisme. Quand la vitesse du moteur croît, le glissement et la fréquence des courants rotoriques diminuant, l'épaisseur de pénétration augmente et la résistance de la cage diminue sans aucune intervention extérieure. Les caractéristiques de ce moteur sont comparables à celles du moteur double cage. Les conducteurs peuvent être rectangulaires ou élargis à la base (fig. 308). Noter que l'effet pelliculaire se manifestant dès que les barres ont une hauteur dépassant

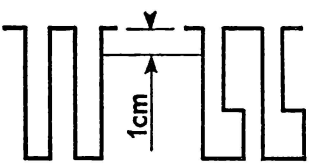


Fig. 308. — *Encoches profondes d'un moteur à déplacement de courant.*

le centimètre, les moteurs dits à cage simple sont en fait partiellement des moteurs à déplacement de courant et leur caractéristique de couple est beaucoup moins pessimiste qu'on ne le croit généralement.

115. *Moteurs asynchrones à plusieurs vitesses.*

1° Le moteur asynchrone présente, au point de vue vitesse deux inconvénients :

— manque de valeurs de vitesse entre 750 et 8 000 (il y a juste 1 000 et 1 500);

— impossibilité de réglage de la vitesse de façon économique pour les rotors bobinés et impossibilité totale pour les autres.

2° Moteur à deux rotors. — Le stator normal d'un moteur entraîne un rotor en forme de couronne à une vitesse voisine du synchronisme : 8 000 tr/mn (2 pôles).

L'intérieur du rotor porte un deuxième enroulement triphasé statorique qui alimenté en 50 Hz par des bagues produit un champ tournant à 8 000 tr/mn par rapport à lui, donc à 6 000 tr/mn environ par rapport au stator extérieur (fig. 809).

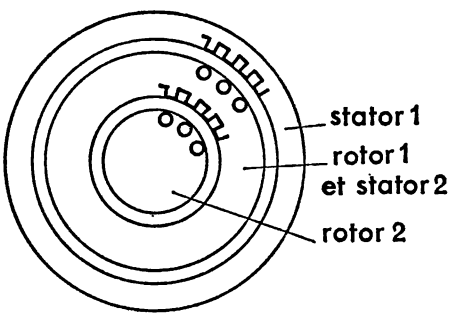


Fig. 309. — *Moteur à deux rotors.*

3° **Montage en cascade.** — Deux moteurs, dont le premier est obligatoirement avec rotor bobiné, sont mécaniquement accouplés. Le rotor du premier alimente le stator du second (fig. 810). Soient p_1 et p_2 les nombres de paires de pôles. La fréquence des courants rotoriques du premier (donc statoriques du second) est $f_g = gf$ (f, fréquence du réseau) la pulsation est donc $\omega_g = g\omega = \omega - \omega_1 = \omega - p_1\Omega_1$ (Ω_1 vitesse angulaire du rotor n° 1).

La vitesse de synchronisme du second moteur est :

$$\Omega_2 = \frac{\omega_g}{p_2} \Rightarrow \omega_g = p_2\,\Omega_2 = \omega - p_1\,\Omega_1$$

or les deux rotors sont couplés donc $\Omega_1 = \Omega_2 = \Omega'$, la vitesse angulaire commune est déduite de $p_2\Omega' = \omega - p_1\Omega'$, soit :

$$\Omega' = \frac{\omega}{p_1 + p_2}$$

Avec les deux moteurs on dispose donc de 8 vitesses :

1er moteur seul :

$$\Omega_1 \simeq \frac{\omega}{p_1}.$$

2e moteur seul :

$$\Omega_2 \simeq \frac{\omega}{p_2}.$$

Les deux accouplés :

$$\Omega' = \frac{\omega}{p_1 + p_2}.$$

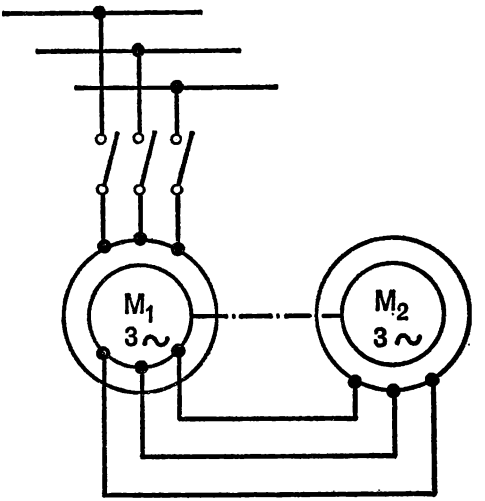


Fig. 310. — *Montage en cascade.*

116. *Applications du moteur asynchrone.*

1° **Utilisation en moteur.** — C'est le moteur universellement utilisé pour entraîner les machines-outils. Le moteur à cage est robuste et simple. Comme il ne comporte aucun contact tournant (pas d'étincelles) il peut être utilisé là où il y a des risques d'explosion. Le moteur à rotor bobiné lui est préféré quand le démarrage doit être effectué à pleine charge avec un courant raisonnable.

2° **Génératrice asynchrone.** — Un moteur asynchrone entraîné à une vitesse supérieure au synchronisme peut débiter de la puissance active sur un réseau mais continue à emprunter à celui-ci la puissance réactive dont il a besoin, il fonctionne en génératrice asynchrone. Celle-ci est utilisée pour exploiter des petites chutes d'eau isolées ou peu accessibles, elle fonctionne sans surveillance.

La génératrice pourrait être utilisée sur un réseau isolé à condition de lui adjoindre une batterie de condensateurs qui lui fournirait l'énergie réactive dont elle a besoin.

3° **Démarrage d'un moteur synchrone.** — Nous avons déjà signalé la présence des **amortisseurs Leblanc** qui forment une véritable

cage d'écureuil (§ 100). On peut donc obtenir le démarrage en asynchrone du moteur synchrone par simple fermeture de l'interrupteur d'alimentation du stator; quand la pleine vitesse est atteinte (glissement de l'ordre de 1 %), on alimente le rotor en courant continu pour obtenir la synchronisation. Tous les procédés de démarrage du moteur à cage peuvent naturellement être utilisés.

4° **Moteur asynchrone synchronisé.** — C'est un moteur à rotor bobiné. Le démarrage se fait en asynchrone avec rhéostat rotorique; la période de démarrage terminée on alimente en continu le rotor (fig. 311) qui devient un électroaimant avec pôles et qui se synchronise.

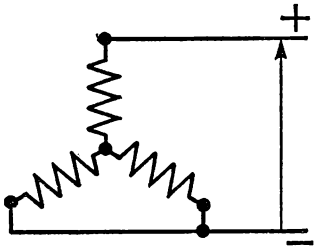


Fig. 311. — *Alimentation du rotor d'un moteur asynchrone synchronisé.*

Ce moteur réunit les qualités du moteur asynchrone (auto-démarrage avec couple important) et celles du moteur synchrone (vitesse absolument constante et bon facteur de puissance); de plus s'il vient à décrocher en tant que moteur synchrone il refonctionne immédiatement en asynchrone comme pendant le démarrage.

REMARQUE. — Malgré les apparences le moteur asynchrone synchronisé n'est pas simplement un moteur synchrone que l'on démarre en asynchrone, mettons en évidence les différences entre ces deux moteurs.

MOTEURS	SYNCHRONE DÉMARRÉ EN ASYNCHRONE	ASYNCHRONE SYNCHRONISÉ
Rotor	Synchrone	Asynchrone bobiné
Démarrage	Celui d'un moteur asynchrone à cage : courant important	Celui d'un moteur asynchrone à rotor bobiné : courant convenable
Fonctionnement	En synchrone uniquement, les amortisseurs Leblanc formant une cage insuffisante pour assurer un bon fonctionnement en asynchrone	En synchrone de préférence, mais la marche en asynchrone est acceptable

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

24. 01. — Un moteur à cage dont les enroulements statoriques sont en triangle absorbe 75 A et fournit un couple de 90 mN en démarrage direct. Quels sont le courant absorbé et le couple moteur en démarrage étoile?

24. 02. — Un moteur à cage porte l'indication 380/660 V. Sur quel réseau triphasé peut-on utiliser le démarrage étoile-triangle?

24. 03. — Un moteur bobiné fournit son couple maximal pour $g = 12{,}5\ \%$. La résistance d'une phase du rotor est 0,1 Ω. Quelle résistance faut-il mettre en série avec chaque phase du rotor pour obtenir le couple maximal au démarrage?

24. 04. — On dispose de deux moteurs bobinés fonctionnant sur 50 Hz. Les nombres de pôles sont 4 et 6. Quelles sont les vitesses dont on dispose en utilisant les moteurs séparément et en cascade?

II. AVEC SOLUTION.

24. 05. — Un moteur asynchrone triphasé à cage absorbe à pleine charge un courant de 340 A et une puissance de 207 kW sous une tension 380 V, 50 Hz; le glissement est alors $g = 1{,}2\ \%$. Connaissant la résistance entre bornes du stator : $R = 0{,}018\ \Omega$ et les pertes constantes : 5 200W, calculer :

1° Le facteur de puissance et la vitesse (4 pôles).

2° Les différentes pertes, la puissance utile et le rendement.

3° Le couple transmis au rotor et le couple utile.

— SOLUTION —

1° Facteur de puissance : $\cos \varphi = \dfrac{P}{UI\sqrt{3}} = \dfrac{207\,000}{380.340.1{,}732} = 0{,}925$

Vitesse : $n' = 1\,500\ (1 - g) = 1\,500\ (1 - 0{,}012) = 1\,482$ tr/mn.

2° Pertes joules stator:

$$p_{js} = \frac{3}{2} RI^2 = \frac{3}{2}.0{,}018.340^2 = 3\,120 \text{ W}$$

Pertes constantes : nous admettons le partage (1) :

$$p_{fs} = p_m = \frac{5\,200}{2} = 2\,600 \text{ W}$$

Puissance transmise au rotor :

$$P_{tr} = 207\,000 - 3\,120 - 2\,600 = 201\,280 \text{ W}.$$

Pertes joules rotor :

$$p_{jr} = g\, P_{tr} = \frac{1{,}2}{100}.(201\,280) = 2\,415 \text{ W}.$$

Puissance utile :

$$P_u = P_a - p_{js} - p_{fs} - p_{jr} - p_m$$
$$= 207\,000 - (3\,120 + 2\,600 + 2\,415 + 2\,600) \simeq 196\,300 \text{ W}$$

Rendement :

$$\eta = \frac{196\,300}{207\,000} = 0{,}948 \rightarrow 94{,}8\ \%$$

3° Couple transmis : $\Omega = \frac{2\pi.1\,500}{60} = 50\pi = 157$ rd/s.

$$M = \frac{P_{tr}}{\Omega} = \frac{201\,280}{157} = 1\,280 \text{ m.N}$$

Couple utile : $\Omega' = \frac{2\pi.1\,482}{60} \simeq 155.$

$$M_u = \frac{P_u}{\Omega'} = \frac{196\,300}{155} = 1\,265 \text{ m.N}$$

N. B. — La différence correspond au couple perdu par frottements et ventilation.

III. A RÉSOUDRE.

24. 06. — Un moteur asynchrone triphasé, simple cage, 8 pôles, fonctionne sous 380 V, 50 Hz. La résistance entre phases du stator est R = 0,15 Ω. Calculer pour les différentes charges :

1° Le facteur de puissance et la vitesse.

2° Les différentes pertes, la puissance utile et le rendement.

(1) Revoir § 111.

3° Le couple transmis au rotor.

Tracer en fonction de la puissance utile les courbes du rendement, du couple et du facteur de puissance.

FONCTIONNEMENT	I (A)	P_a (W)	g %
Vide.	30	1 400	0,15
Demi-charge	43	20 600	1,3
Charge nominale . . .	73	40 800	2,7
Surcharge.	110	63 000	4,6

24. 07. — Un moteur asynchrone triphasé, double cage, 8 pôles, fonctionne sous 380 V, 50 Hz. La résistance entre phases du stator est R = 0,16 Ω.

Calculer pour les différentes charges :

1° Le facteur de puissance et la vitesse.

2° Les différentes pertes, la puissance utile et le rendement.

3° Le couple transmis au rotor.

Tracer en fonction de la puissance utile les courbes du rendement, du facteur de puissance et du couple.

FONCTIONNEMENT	I (A)	P_a (W)	g %
Vide.	30	1 200	0,25
Charge nominale . . .	63	33 000	2,1
Double charge	155	68 000	8,4

24. 08. — On donne pour plusieurs valeurs du glissement, le courant et le couple d'un moteur asynchrone triphasé dont le stator est en triangle. Le glissement nominal est de 2,7 %, le moteur a 8 pôles et fonctionne sous 380 V, 50 Hz. La résistance entre phases du stator est R = 0, 15 Ω.

1° Tracer en fonction du glissement les courbes du courant et du couple.

2° Calculer les rapports des valeurs du démarrage aux valeurs nominales.

3° Calculer pour chaque valeur de g la vitesse et la puissance utile.

4° Que deviennent le courant appelé et le couple moteur dans le démarrage en étoile?

g %	I (A)	M (*m*N)
100	370	1 073
80	355	1 077
60	328	1 049
40	302	1 040
20	264	1 103
13,3	227	1 146
4,6	110	745
2,7	73	486
1,3	27	240

24. 09. — Même énoncé que **24. 08**, mais glissement nominal 2,1 %.

g %	I (A)	M (*m*N)
100	276	690
80	261	684
60	243	657
40	224	621
20	200	654
8,4	155	768
2,1	63	393

25

*ÉTUDE MATHÉMATIQUE SIMPLIFIÉE DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ

117. *But et hypothèses.*

1° **But du chapitre.** — Effectuer une étude simplifiée permettant de mettre en évidence quelques propriétés fondamentales et de tracer des courbes ayant un support mathématique.

2° **Limite de validité des résultats.** — La saturation sera négligée; les calculs seront effectués sur les grandeurs du rotor, il sera donc nécessaire de préciser la correction à effectuer pour obtenir les grandeurs du stator.

3° **Hypothèses simplificatrices.** — Nous négligeons les pertes autres que les pertes joules dans le rotor. Les calculs seront effectués sur une seule phase, pour fixer les idées nous supposerons que les enroulements du stator et du rotor sont couplés en étoile, les puissances et le couple obtenus seront alors à multiplier par trois.

4° **Bilan énergétique simplifié** (pour une phase).

a) *Puissance absorbée:* $P_a = UI \cos \varphi$ (U tension simple).

b) *Puissance transmise au rotor:* $P_{tr} = P_a = UI \cos \varphi$ (les pertes du stator sont négligées).

c) *Pertes joules du rotor:* $P_{jr} = g\, P_{tr} = g\, P_a = g\, UI \cos \varphi$.

d) *Puissance utile:* $P_u = P_a - g\, P_a = P_a\ (1 - g)$.

e) *Rendement* $\eta = \dfrac{P_u}{P_a} = 1 - g$.

f) *Vitesse du rotor:* $g = \dfrac{\Omega - \Omega'}{\Omega} \Rightarrow \Omega' = \Omega\ (1 - g)$.

g) *Couple moteur :* Les pertes mécaniques étant négligées on a

$$M_u = M = \frac{P_a}{\Omega} = \frac{P_{tr}}{\Omega}$$

mais on a aussi :

$$M = \frac{P_a\,(1-g)}{\Omega\,(1-g)} = \frac{P_u}{\Omega'}$$

ou encore :

$$M = \frac{gP_a}{g\Omega} = \frac{p_{jr}}{\Omega - \Omega'}$$

finalement le couple peut s'écrire au choix :

$$M = \frac{P_a}{\Omega} = \frac{P_u}{\Omega'} = \frac{gP_a}{\Omega - \Omega'}$$

118. *Fonctionnement à rotor ouvert.*

Nous supposons que l'enroulement du rotor puisse être ouvert, il est donc nécessaire qu'il soit bobiné.

1° **A l'arrêt.** — Le rotor étant ouvert, il n'y a plus de courants induits dans le bobinage et par conséquent plus de rotation. Cependant, *étant fixes dans un champ tournant,* les enroulements sont le siège d'une force électromotrice induite facilement mesurable. Le moteur est alors un véritable **transformateur à champ tournant** (alors que le transformateur classique est à champ alternatif) et le rapport des f.é.m. est éga à celui des nombres de spires :

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

La f.é.m. E_2 est proportionnelle au flux produit dans l'entrefer par le primaire (stator) et à la pulsation ω (formule de Boucherot) :

$$E_2 = k\omega\Phi$$

2° **En rotation.** — Si l'on fait tourner le rotor à une vitesse Ω' telle que le glissement soit g, $[\Omega' = \Omega\,(1-g)]$, la pulsation de la f.é.m. induite est $g\omega$ (§ 106) et sa valeur est :

$$E'_2 = kg\omega\Phi = gE_2$$

119. *Fonctionnement à rotor fermé.*

1° **Impédance du rotor.** — Outre sa résistance R_2, une phase du rotor possède une inductance L_2 que nous supposerons constante (pas de saturation). La réactance dépend évidemment de la pulsation, c'est : $X'_2 = L_2\omega_g = gL_2\omega$, où ω_g est la pulsation des courants rotoriques. A l'arrêt $g = 1$ et la réactance devient :

$$X_2 = L_2\omega$$

on peut donc écrire pour un glissement quelconque :

$$X'_2 = gX_2$$

L'impédance interne d'une phase est donc :

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + g^2X_2^2}$$

2° **Flux dans l'entrefer.** — Il résulte des ampères-tours primaires et des ampères-tours secondaires; ceux-ci seront, comme dans un transformateur, opposés aux premiers et les ampères-tours résultants seront, ainsi que le flux dans l'entrefer, pratiquement indépendants de la charge. La f.é.m. secondaire à l'arrêt, proportionnelle au flux, sera également constante.

3° **Rotor à l'arrêt ($g = 1$).** — Le moteur se conduisant comme un transformateur, **fermer le rotor à l'arrêt équivaut à mettre le secondaire en court-circuit**, toute la f.é.m. E_2 doit « chuter » dans l'impédance interne Z_2 :

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}$$

On s'explique ainsi **la forte surintensité en démarrage direct** du moteur asynchrone.

4° **Rotor à l'arrêt avec rhéostat.** — Le « secondaire » n'est plus en court-circuit, il débite dans une résistance R'_2 et le courant

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{(R_2 + R'_2)^2 + X_2^2}}$$

est d'autant plus réduit que R'_2 est plus grand.

120. *Formules.*

1° **Schéma équivalent** (fig. 312). — Il est donné avec g quelconque. La f.é.m. secondaire est gE_2 et l'impédance interne est formée de R_2 et de $g X_2$. Insistons bien sur le fait que $\mathbf{E_2}$ et $\mathbf{X_2}$, définis à l'arrêt, **sont indépendants du glissement.**

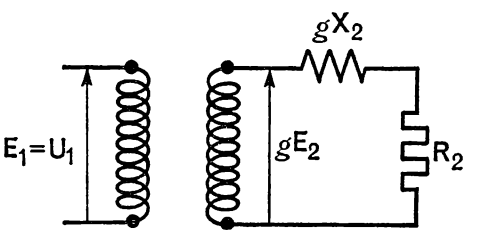


Fig. 312. — *Schéma équivalent.*

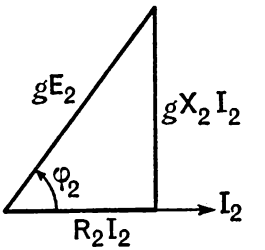


Fig. 313. — *Graphique de Fresnel.*

2° **Graphique de Fresnel** (fig. 313). — Il résulte du schéma équivalent, la tension R_2I_2 est en phase avec I_2 et la tension gX_2I_2 est en quadrature avant.

3° **Formules de fonctionnement.** — a) *Courant.* — Le graphique donne $(g\ E_2)^2 = (RI_2)^2 + (g\ X_2I_2)^2$

$= I_2^2\ (R_2^2 + g^2\ X_2^2)$ d'où

$$\textbf{(33)} \qquad \boxed{I_2 = \frac{gE_2}{\sqrt{R_2^2 + g^2X_2^2}}}$$

b) *Facteur de puissance:* $\cos \varphi_2 = \dfrac{R_2}{Z_2}$ soit :

$$\cos \varphi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + g^2\ X_2^2}}$$

c) *Couple moteur.* — Retenons la formule $M = \dfrac{p_{jr}}{\Omega - \Omega'}$ les pertes joules se produisent dans R_2 : $p_{jr} = R_2I_2^2$ et $\Omega - \Omega' = g\Omega$ donc $M = \dfrac{R_2I_2^2}{g\Omega}$ et en remplaçant I_2^2 par son expression :

$$M = \frac{R_2\, g^2\, E_2^2}{g\Omega\ (R_2^2 + g^2\ X_2^2)} = \frac{gR_2E_2^2}{\Omega\ (R_2^2 + g^2\ X_2^2)}$$

(34) $$\boxed{M = \frac{g\, R_2 E_2^2}{\Omega\,(R_2^2 + g^2 X_2^2)}}$$

d) *Variable.* — Le moteur fonctionnant à tension et fréquence invariables R_2, X_2, E_2 et Ω sont constants et la seule variable des 3 formules est le **glissement** g.

121. *Fonctionnement en court-circuit.*

1° Lorsqu'un moteur est construit, R_2 et X_2 sont définis. Leur rapport $k = \frac{X_2}{R_2}$ est généralement compris entre 5 et 10.

Pour simplifier l'étude nous choisissons des valeurs numériques :
$E_2 = 200$ V $f = 50$ Hz $\Omega = 25\pi$ (8 pôles) $R_2 = 0{,}2\ \Omega$

$$X_2 = 1\Omega \quad \text{soit} \quad k = 5$$

Nous supposons que le glissement nominal est $g_n = 0{,}03$ (3 %).

2° **Courant.** $I_2 = \frac{g\, E_2}{\sqrt{R_2^2 + g^2\, X_2^2}} = \frac{200\, g}{\sqrt{0{,}04 + g^2}}$.

Valeur au démarrage ($g = 1$) : $I_{dd} = \frac{200}{\sqrt{1{,}04}} \simeq 196$ A.

Valeur nominale ($g = 0{,}03$) : $I_n = \frac{200 . 0{,}03}{\sqrt{0{,}04 + 0{,}0009}} \simeq 30$ A.

Valeur au synchronisme ($g = 0$) : $I_0 = 0$.

3° **Facteur de puissance.** $\cos \varphi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + g^2\, X_2^2}} = \frac{0{,}2}{\sqrt{0{,}04 + g^2}}$.

Valeur au démarrage ($g = 1$) : $\cos \varphi_{2dd} = \frac{0{,}2}{\sqrt{1{,}04}} \simeq 0{,}196$.

Valeur nominale ($g = 0{,}03$) : $\cos \varphi_{2n} = \frac{0{,}2}{\sqrt{0{,}04 + 0{,}0009}} \simeq 0{,}99$.

Valeur au synchronisme ($g = 0$) : $\cos \varphi_{20} = \frac{0{,}2}{\sqrt{0{,}04}} = 1$.

4° **Couple moteur :**

$$M = \frac{g\, R_2 E_2^2}{\Omega\,(R_2^2 + g^2 X_2^2)} = \frac{200^2 . g . 0{,}2}{25\pi\,(0{,}04 + g^2)} \simeq \frac{100\, g}{0{,}04 + g^2}$$

Valeur au démarrage ($g = 1$) : $M_{dd} = \dfrac{100}{1{,}04} \simeq 96$ m.N

Valeur nominale ($g = 0{,}03$) : $M_n = \dfrac{100.0{,}03}{0{,}04 + 0{,}0009} \simeq 73$ m.N

Valeur au synchronisme ($g = 0$) : $M_0 = 0$.

Valeur maximale : $M = \dfrac{100\,g}{0{,}04 + g^2} = \dfrac{100}{\dfrac{0{,}04}{g} + g}$.

Le dénominateur est la somme de deux termes dont le produit est constant, il est donc minimal (§ 70) et le couple maximal

pour : $g = \dfrac{0{,}04}{g} \Rightarrow g^2 = 0{,}04 \Rightarrow g = 0{,}2$

soit : $M_m = \dfrac{100.0{,}2}{0{,}04 + 0{,}04} = 250\ m.N$

5° **Tableau.** — Pour que le lecteur puisse tracer les courbes avec précision nous donnons le tableau des calculs pour 13 valeurs de g.

g	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5
$0{,}04 + g^2$	1,04	0,85	0,68	0,53	0,40	0,29
$\sqrt{0{,}04 + g^2}$	1,02	0,922	0,825	0,728	0,632	0,539
I_2	196	195	194	192	190	185
$\cos \varphi_2$	0,196	0,216	0,242	0,275	0,315	0,37
M	96	106	117	132	150	172

g	0,4	0,3	0,2	0,1	0,05	0,03	0
$0{,}04 + g^2$	0,20	0,13	0,08	0,05	0,0425	0,0409	0,04
$\sqrt{0{,}04 + g^2}$	0,447	0,361	0,283	0,224	0,206	0,202	0,2
I_2	179	166	141	89	48,5	29,7	0
$\cos \varphi_2$	0,45	0,55	0,71	0,89	0,97	0,99	1
M	200	280	250	200	118	73	0

6° Analyse des courbes. — Fig. 314 : Le courant reste élevé jusqu'à $g = 0{,}2$ puis décroît rapidement.

Fig. 315 : Le facteur de puissance croît constamment quand le glissement diminue.

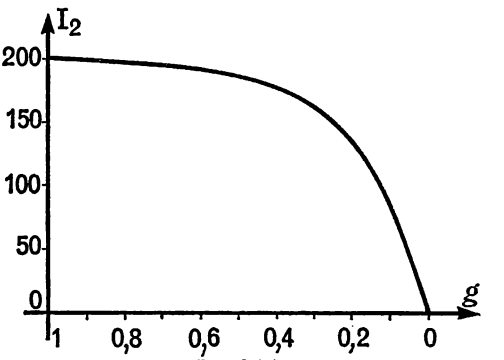


Fig. 314.

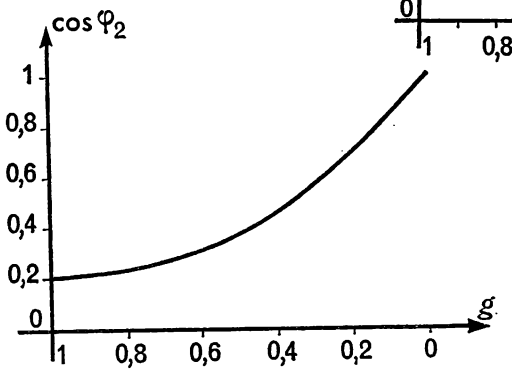


Fig. 315.

Fig. 316 : Le couple moteur croît jusqu'à $g = 0{,}2$ puis décroît.

7° Critique des résultats, valeurs au stator.

a) *Courant.* — L'allure du courant I_2 est la même

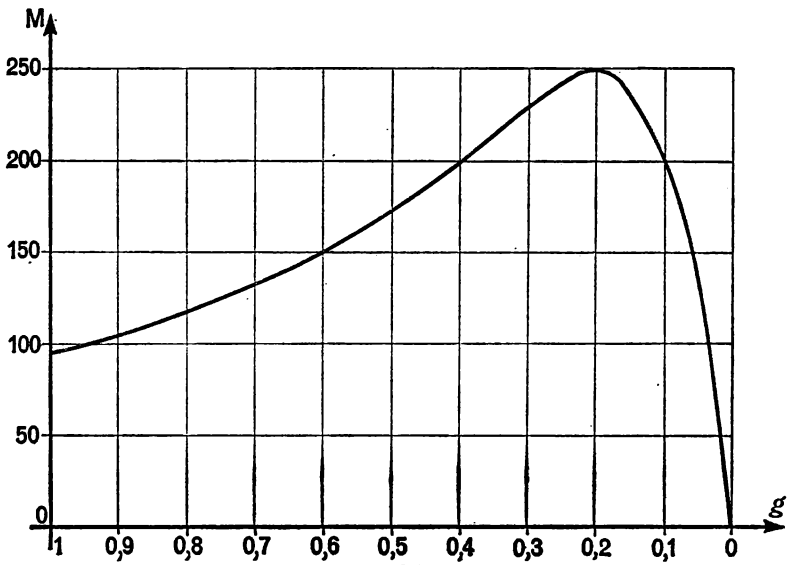


Fig. 316.

que celle de I_1 (§ 111), cependant à vide, c'est-à-dire au voisinage du syncronisme I_1, lui, n'est pas nul : le moteur consomme alors un courant I_0 non négligeable correspondant aux pertes et à la magnétisation du fer et de l'entrefer. L'importance de ce courant, grande à vide, diminue quand I_2 augmente et les deux courbes se confondent.

b) *Facteur de puissance.* — Dans l'essai du § 111 nous avions :

α) En court-circuit $\cos \varphi_1 = 0{,}58$ alors que le calcul donne ici $\cos \varphi_2 = 0{,}196$. Les pertes joules stator (très élevées en court-circuit) et l'effet pelliculaire qui n'intervient pas dans le calcul expliquent la différence.

β) A vide : $\cos \varphi_1 = 0{,}13$ alors que le calcul donne $\cos \varphi_2 = 1$. La différence, très importante, s'explique par le fait que le stator consomme à vide un **courant magnétisant élevé et presque en quadrature.**

γ) *Couple.* — L'allure est la même que celle obtenue dans les essais. Cependant l'existence de pertes au stator et de pertes mécaniques diminue sensiblement le couple réel.

Remarque. — **Bien que E_2 ne soit plus mesurable avec un rotor à cage, les résultats théoriques obtenus restent valables.**

122. *Fonctionnement avec rhéostat rotorique.*

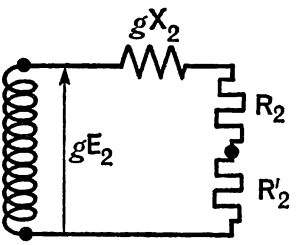


Fig. 317. — *Schéma équivalent avec rhéostat.*

1° Rôle du rhéostat. — Il augmente la résistance du circuit secondaire et le schéma équivalent est modifié (fig. 317). En appelant R'_2 la résistance du rhéostat et R_t la résistance totale d'une phase : $R_t = R_2 + R'_2$; les formules s'obtiennent en remplaçant R_2 par R_t [1] :

$$I_2 = \frac{g E_2}{\sqrt{R_t^2 + g^2 X_2^2}} \quad \text{et} \quad M = \frac{g R_t E_2^2}{\Omega (R_t^2 + g^2 X_2^2)}$$

2° Influence de la résistance R_t. — **Nous reprendrons les valeurs numériques du paragraphe précédent :**

$E_2 = 200$ V, $f = 50$ Hz, $\Omega = 25\pi$, $R_2 = 0{,}2\ \Omega$ et $X_2 = 1\ \Omega$

et ferons varier R'_2 de 0 à 1,8 Ω soit R_t de 0,2 Ω à 2 Ω.

(1) Nous laissons de côté le facteur de puissance qui présente moins d'intérêt.

a) $R_t = 0{,}4\ \Omega$. — Les formules deviennent :

$$I_2 = \frac{200\,g}{\sqrt{0{,}16 + g^2}} \quad \text{et} \quad M = \frac{200\,g}{0{,}16 + g^2}$$

g	1	0,8	0,6	0,4	0,2	0,1	0,03	0
$0{,}16 + g^2$	1,16	0,80	0,52	0,32	0,20	0,17	0,1609	0,16
$\sqrt{0{,}16 + g^2}$	1,08	0,894	0,721	0,566	0,447	0,412	0,401	0,4
I_2	185	179	166	141	89	48,5	15	0
M	192	200	230	250	200	118	87	0

b) $R_t = 0{,}6\ \Omega$:

$$I_2 = \frac{200\,g}{\sqrt{0{,}36 + g^2}} \quad \text{et} \quad M = \frac{800\,g}{0{,}36 + g^2}$$

g	1	0,8	0,6	0,4	0,2	0,1	0,03	0
$0{,}36 + g^2$	1,36	1	0,72	0,52	0,40	0,37	0,3609	0,36
$\sqrt{0{,}36 + g^2}$	1,17	1	0,877	0,721	0,632	0,608	0,601	0,6
I_2	171	160	137	111	63	33	10	0
M	220	240	250	231	150	81	25	0

c) $R_t = 0{,}8\ \Omega$:

$$I_2 = \frac{200\,g}{\sqrt{0{,}64 + g^2}} \quad \text{et} \quad M = \frac{400\,g}{0{,}64 + g^2}$$

g	1	0,8	0,6	0,4	0,2	0,1	0,03	0
$0{,}64 + g^2$	1,64	1,28	1	0,8	0,68	0,65	0,6409	0,64
$\sqrt{0{,}64 + g^2}$	1,28	1,13	1	0,894	0,825	0,806	0,801	0,8
I_2	156	141	120	89	48,5	24,8	7,5	0
M	244	250	240	200	117	61	19	0

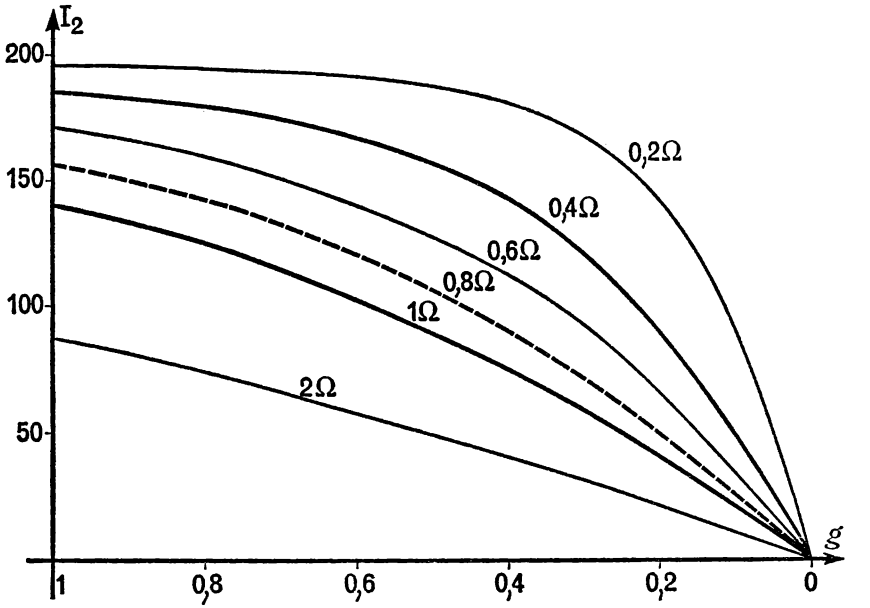


Fig. 318. — *Courant.*

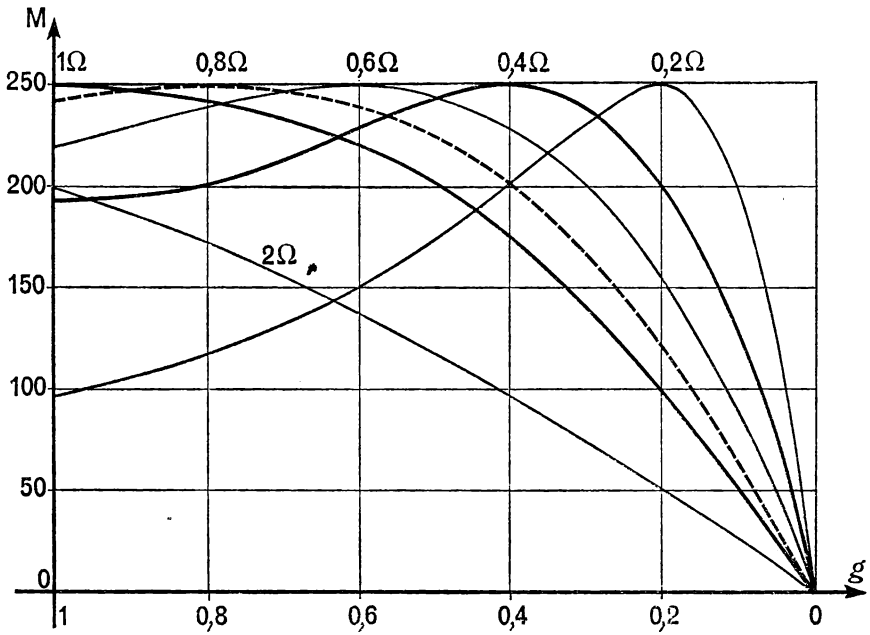


Fig. 319. — *Couple moteur.*

d) $R_t = 1\ \Omega$:

$$I_2 = \frac{200\ g}{\sqrt{1+g^2}} \quad \text{et} \quad M = \frac{500\ g}{1+g^2}$$

g	1	0,8	0,6	0,4	0,2	0,1	0,03	0
$1+g^2$	2	1,64	1,36	1,16	1,04	1,01	1,0009	1
$\sqrt{1+g^2}$	1,41	1,28	1,17	1,08	1,02	1,005	1	1
I_2	141	125	102	74	89	20	6	0
M	250	244	220	172	96	49,5	15	0

e) $R_t = 2\ \Omega$:

$$I_2 = \frac{200\ g}{\sqrt{4+g^2}} \quad \text{et} \quad M = \frac{1\,000\ g}{4+g^2}$$

g	1	0,8	0,6	0,4	0,2	0,1	0,03	0
$4+g^2$	5	4,64	4,36	4,16	4,04	4,01	4,0009	4
$\sqrt{4+g^2}$	2,24	2,15	2,09	2,04	2,01	2	2	2
I_2	89	74	57,5	39	20	10	3	0
M	200	172	138	96	49,5	25	7,5	0

3° **Courbes.** — Et pour le courant (fig. 318) et pour le couple (fig. 319) on retrouve bien les courbes annoncées au § 111. La valeur maximale du couple est indépendante de R_t, mais pour $R_t = 2\ \Omega$, ce maximum correspondrait à un glissement supérieur à 1.

123. *Couple maximal.*

1° Un moteur étant donné (E_2, Ω, X_2 constants) et pour une valeur fixée de R_t, cherchons pour quelle valeur du glissement le couple est maximal :

$$M = \frac{g R_t E_2^2}{\Omega (R_t^2 + g^2 X)}$$

Divisons les deux termes de la fraction par g :

$$M = \frac{R_t \, E_2^2}{\Omega \left(\frac{R_t^2}{g} + g \, X_2^2 \right)}$$

Seule la quantité entre parenthèses est variable, elle est minimale quand :

$$\frac{R_t^2}{g} = g X^2 \quad \Rightarrow \quad R_t^2 = g^2 X_2^2 \quad \text{soit}$$

(32 *bis*)

$$\boxed{g_m = \frac{R_t}{X_2}}$$

Le couple est alors maximal et sa valeur est avec $R_t = g_m X_2$.

$$M_m = \frac{g_m \, R_t \, E_2}{\Omega \, (R_t^2 + g_m^2 \, X_2^2)} = \frac{g_m^2 \, X_2 \, E_2^2}{\Omega \, (g_m^2 \, X_2^2 + g_m^2 \, X_2^2)}$$

Après simplification :

$$M_m = \frac{E_2^2}{2 \, \Omega \, X_2}$$

Ce maximum ne dépend pas de R_t, pour un moteur donné il est fixé par la tension d'alimentation (U_1 et E_2 proportionnels).

→ Le couple maximal ne dépend pas de la résistance du rotor (résistance propre ou avec rhéostat), mais la valeur du glissement pour laquelle il est obtenu est proportionnelle à cette résistance.

2° Remarque. — **Vérifions les valeurs de g (des tableaux ci-dessus) pour lesquelles le couple est maximal :**

R_t	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2
$g_m = \frac{R_t}{X_2}$	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2

3° Obtention du couple maximal au démarrage. — Au démarrage $g = 1$, le couple sera maximal si $R_t = X_2$. La résistance du rhéostat devra être $R_2' = R_t - R_2 = X_2 - R_2$.

PROBLÈMES

I. EXERCICES SIMPLES.

25. 01. — La réactance d'une phase du rotor est 2 Ω, compléter le tableau ci-dessous, g_m correspondant au couple maximal :

R_2	0,2	...	...	0,7	1,5	2,5
g_m	...	25 %	40 %	...	...	...

25. 02. — Pour que le démarrage s'effectue avec le couple maximal quelle résistance R'_2 le rhéostat doit-il avoir?

X_2	1	1,5	2	0,8	1,2
R_2	0,1	0,2	0,3	0,1	0,2
R'_2					

25. 03 — Calculer avec les données du tableau précédent la valeur du glissement correspondant au couple maximal avec un rotor en court-circuit.

25. 04. — Avec les données du tableau du 25. 02, calculer la résistance du rhéostat de démarrage qui conduira à un courant moitié de celui du démarrage en court-circuit.

II. A RÉSOUDRE.

***Avertissement.* — Étant donné l'abondance des tableaux de calcul du chapitre nous ne donnons pas de problèmes avec solution.**

25. 05. — Le rotor d'un moteur asynchrone triphasé possède à l'arrêt une force électromotrice secondaire $E_2 = 100$ V et une réactance $X_2 = 0,7$ Ω La fréquence du secteur est 50 Hz.

Sa résistance est $R_2 = 0,1$ Ω et son glissement nominal est 3 %. Le stator a 6 pôles.

1° Tracer les courbes du courant et du couple en fonction du glissement.

2° Quelle est la valeur du couple maximal et pour quel glissement est-elle atteinte?

25. 06. — Même énoncé que le **25. 05** avec : $f = 50$ Hz

$E_2 = 100$ V, $R_2 = 0{,}1\ \Omega$, $X_2 = 1\ \Omega$, 6 pôles

25. 07. — Un rotor bobiné a une résistance de 0,1 Ω et une réactance $X_2 = 1\ \Omega$.

1° Quelle est la résistance du rhéostat qui donne le couple maximal au démarrage?

2° Le glissement nominal g_n étant de 2,5 % calculer en fonction du courant nominal et du couple nominal :

a) Le courant de démarrage direct (sans rhéostat).

b) Le courant de démarrage avec tout le rhéostat.

c) Le couple de démarrage direct et avec tout le rhéostat.

d) Le couple maximal sans rhéostat et la valeur correspondante du glissement.

25. 08 à 25. 10. — Même énoncé que **25. 07** à utiliser avec l'un des jeux des valeurs du tableau.

R_2	X_2	g_n
0,2	1	3
0,3	2	4
0,15	1	2,5

26

* AUTRES MOTEURS ALTERNATIFS

124. *Moteur asynchrone diphasé.*

1° **Intérêt.** — Il est utilisé sur les secteurs encore alimentés par un système de tensions diphasées. Nous ne signalons son existence que pour mieux comprendre le fonctionnement et le démarrage du moteur monophasé avec enroulement auxiliaire.

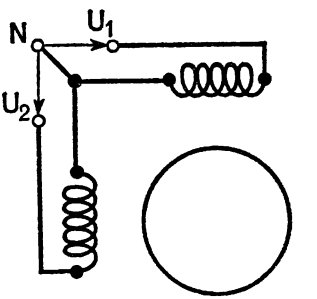


Fig. 320. — *Moteur asynchrone diphasé.*

2° **Principe.** — Il a été donné au § 99 (fig. 262). Le stator diphasé produit un champ tournant unique qui entraîne le rotor à une vitesse Ω' légèrement inférieure au synchronisme Ω (fig. 320). La vitesse de synchronisme est égale à $\frac{\omega}{p}$ comme en triphasé.

125. *Moteur asynchrone monophasé.*

1° **Existence et usages.** — Généralement de petite puissance il n'est utilisé qu'en l'absence de distribution triphasée (installations domestiques).

2° **Principe.** — Le stator monophasé produit un champ alternatif que l'on peut décomposer en deux champs tournants en sens inverse l'un de l'autre (théorème de Leblanc). Le rotor peut donc indifféremment tourner dans les deux sens mais ne peut démarrer seul sans artifice. On peut évidemment le lancer à la main dans le sens choisi.

3° **Fonctionnement.** — Chacun des deux champs tournants développe sur le rotor un couple dont l'allure en fonction de la vitesse (ou du glissement) est la même que pour un moteur triphasé. Ces deux couples sont évidemment de sens contraires et prennent la même valeur arithmé-

tique pour deux valeurs opposées de la vitesse n' (le choix du sens positif de rotation est totalement arbitraire).

Le couple résultant est donc obtenu par la somme algébrique des deux couples (fig. 321) et est naturellement nul à vitesse nulle. On constate donc que :

a) Le couple de démarrage est nul.

b) Le couple moteur à une vitesse donnée est, par suite de l'existence d'un couple résistant, inférieur à celui que donnerait un moteur triphasé identique.

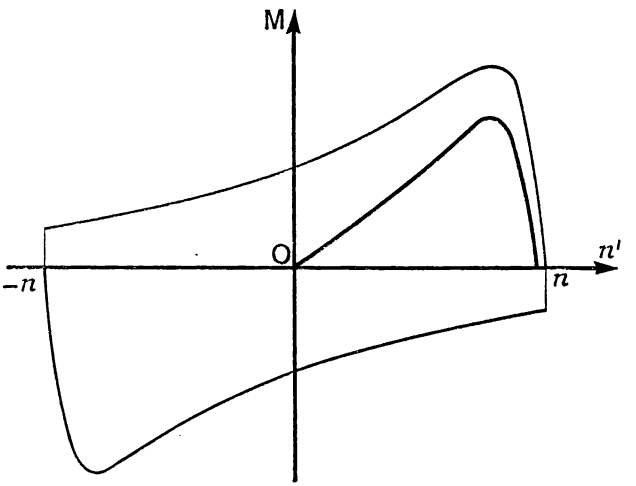


Fig. 321. — *Couple résultant d'un moteur monophasé à un seul enroulement statorique*

Remarque. — Une fois choisi un sens positif pour la rotation on a la correspondance suivante entre g et n' :

$$g = \frac{n - n'}{n} \Rightarrow$$

n'	n	0	$-n$
g	0	1	2

Le moteur, lancé dans le sens positif (par exemple), est soumis à un couple moteur positif et continue à tourner dans ce sens.

4° **Propriétés.** — **Le champ tournant inverse tourne à une vitesse voisine de $2n$ par rapport au rotor, il produit donc dans le fer du rotor** des pertes qui diminuent le rendement. Le moteur asynchrone monophasé

est en tous points inférieur au triphasé de même puissance : rendement inférieur, couple de démarrage nul (ou plus faible avec un artifice), volume et prix plus élevés.

5° **Démarrage.** — Un enroulement auxiliaire est placé sur le stator de façon que le champ alternatif qu'il produit soit perpendiculaire au champ de l'enroulement principal. En outre cet enroulement auxiliaire est alimenté à travers un condensateur qui déphase le courant d'un angle α, inférieur à $\frac{\pi}{2}$ mais, suffisant pour créer un champ tournant (fig. 322). Le moteur est alors équivalent à un moteur diphasé dans lequel les deux courants ne seraient pas tout à fait en quadrature (§ 99, fig. 263). Nous savons que dans ces conditions il existe deux champs tournants de valeurs différentes, l'un étant nettement plus grand que l'autre. Ces deux champs produiront des couples de sens contraires qui leur seront sensiblement proportionnels. Le couple résultant s'obtient par différence arithmétique entre les deux couples, pour fixer les idées nous avons choisi le couple moteur égal au triple de l'autre (fig. 323). Nous constatons que :

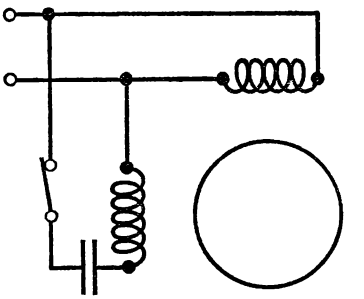


Fig. 322. — *Moteur asynchrone monophasé avec enroulement auxiliaire de démarrage.*

a) Le couple de démarrage ($n = 0$) n'est plus nul.

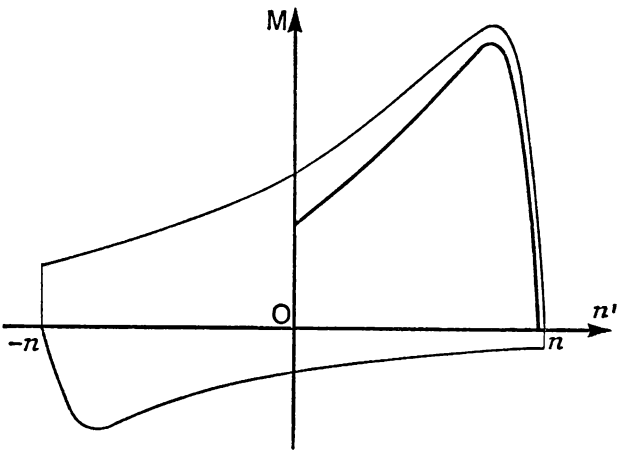


Fig. 323. — *Couple résultant avec un enroulement auxiliaire.*

b) Pour une même vitesse le couple résultant est plus grand que lorsque les courbes de couple sont symétriques.

Au moment où l'alimentation de l'enroulement auxiliaire est supprimée la caractéristique de couple redevient celle de la figure 321. En somme le moteur est diphasé pour le démarrage et monophasé ensuite.

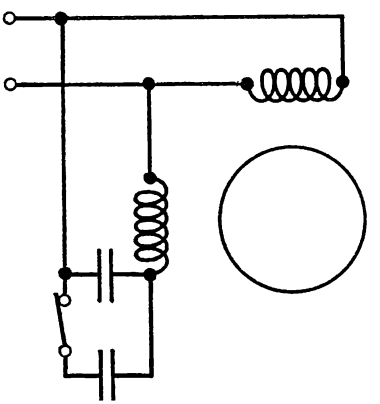


Fig. 324. — *Moteur asynchrone monophasé avec enroulement auxiliaire permanent.*

6° Amélioration des performances. — Pour obtenir un meilleur fonctionnement en charge, l'enroulement auxiliaire est prévu pour rester branché en permanence et le moteur est sensiblement équivalent à un moteur diphasé. Outre son rôle déphaseur le condensateur améliore le facteur de puissance du moteur. En général un condensateur supplémentaire est utilisé pour la période du démarrage (fig. 324).

Remarque. — Pour inverser le sens de rotation il suffit de permuter les connexions de l'un des deux enroulements.

126. *Moteur série monophasé, dit universel.*

1° Fonctionnement en alternatif du moteur série à courant continu. — Rappelons que le changement des polarités de ce dernier ne change pas son sens de rotation puisque le sens du courant et celui du flux sont inversés simultanément (fig. 325). Branchons un moteur série continu 220 V, entraînant une charge réduite, sur le secteur alternatif monophasé 220 V, nous constatons que *le courant absorbé, le couple moteur et le rendement sont beaucoup plus faibles qu'en continu.* En outre, le facteur de puissance est faible. De plus des étincelles se produisent au collecteur et le moteur chauffe rapidement.

Le fonctionnement est donc possible *mais mauvais* et nous devons remédier aux différents **défauts.**

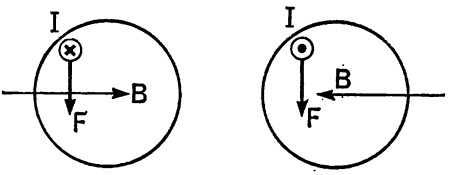


Fig. 325. — *La force conserve son sens quand B et I changent simultanément.*

2° **Modifications.** — *a*) Le stator du moteur continu est en acier « plein » puisque traversé par un flux constant. En alternatif, le flux variable produit des pertes par hystérésis et courants de Foucault, il sera donc nécessaire de **feuilleter le stator** : on améliore ainsi le rendement et on diminue l'échauffement.

b) Les inductances, en série, des deux enroulements [1] (stator et rotor) sont importantes et leurs réactances élevées diminuent le courant absorbé, donc le flux produit par le stator. Le couple proportionnel à leur produit $\left(M = \frac{NI\,\Phi}{2\pi}\right)$ est donc faible. En outre, ces réactances déphasent le courant par rapport à la tension ce qui explique le mauvais facteur de puissance.

En fait l'inductance du stator est beaucoup plus grande que celle du rotor, aussi on diminue sa valeur en diminuant le nombre de spires de l'inducteur et ce au détriment de la valeur du flux. Le couple se trouvant aussi diminué on « compense » en augmentant le nombre N de conducteurs de l'induit.

c) Malgré ces modifications le moteur série alternatif reste inférieur au moteur série continu et ne peut surtout à cause de sa mauvaise commutation, être utilisé ainsi que pour de faibles puissances : 500 W au maximum. Comme il peut indifféremment fonctionner en continu et en alternatif (et pour n'importe quelle basse fréquence : 16 2/3, 25, 50 ou 60 Hz), il est appelé moteur universel.

3° **Étude sommaire du fonctionnement.** — *a*) Le moteur possède, comme en continu, une force contre-électromotrice E′ et une résistance R qui produit une chute de tension RI; la réactance de ses enroulements produit en outre une chute de tension LωI en quadrature avant du courant. Finalement on peut écrire

$$\vec{U} = \vec{E'} + \vec{RI} + (\vec{L\omega I})$$

ou en notation complexe :

$$\bar{U} = \bar{E'} + R\bar{I} + jL\omega\bar{I}$$

b) La f.c.é.m. E′ est due, comme en continu, à la rotation du rotor dans le flux du stator; elle est en

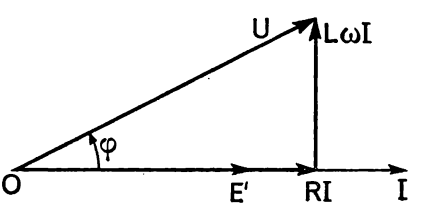


Fig. 326. — *Graphique de Fresnel du moteur universel.*

(1) Les balais étant calés sur la ligne neutre, on démontre que l'inductance mutuelle est nulle.

phase avec ce flux donc aussi avec le courant I (en négligeant l'hystérésis). La figure 326 donne le graphique de Fresnel correspondant.

c) *Influence de la fréquence.* — La diminution de la fréquence d'utilisation réduit les pertes dans le fer et la chute réactive $L\omega I$. Pour une tension donnée il en résulte une augmentation de E'. Le fonctionnement du moteur universel est d'autant meilleur que la fréquence est plus petite.

d) *Caractéristiques.* — Mécanique ou électromécaniques, ce sont celles du moteur série continu; il s'emballe à vide et sa vitesse est très sensible à la charge.

e) *Usages.* — Rappelons que sa puissance est faible, son emploi est donc limité aux appareils électro-ménagers : rasoirs, aspirateurs, moulins à café...

Il a l'incontestable avantage de pouvoir, sous une tension donnée, fonctionner sur n'importe quel secteur.

127. *Moteur série compensé.*

1° **Nécessité.** — L'augmentation, par rapport au moteur continu, du nombre de conducteurs de l'induit du moteur alternatif, conduit à une réaction d'induit relativement d'autant plus importante que le nombre de spires de l'inducteur a été diminué. Les ampères-tours de réaction d'induit sont 3 à 4 fois plus grands que les ampères-tours principaux. La réaction d'induit produit donc une très importante distorsion du flux résultant et, par suite, une très mauvaise commutation génératrice d'étincelles. Il est donc nécessaire d'éliminer ce défaut pour étendre l'usage du moteur série monophasé vers des puissances plus élevées.

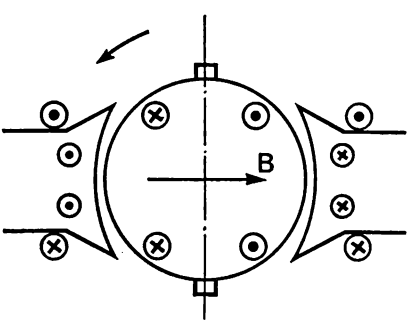


Fig. 327. — *Enroulement compensateur alimenté.*

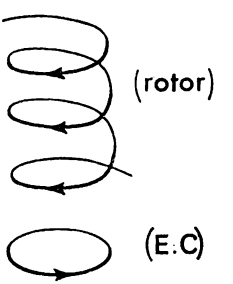


Fig. 328. — *Schématisation du rôle de l'enroulement compensateur (E. C.) en court-circuit.*

2° **Enroulement compensateur.** — Placé dans les encoches des pôles du stator il doit produire un champ opposé à celui de la réaction d'induit. On pourra comme en continu le brancher en série avec le rotor de façon que ses ampères-tours soient en opposition avec ceux de celui-ci (fig. 327), mais on peut aussi le mettre en court-circuit : il se conduit alors comme un secondaire de transformateur en court-circuit dont on sait que les ampères-tours sont en opposition avec ceux du primaire (fig. 328).

3° **Usages.** — Il est utilisé en traction électrique. On peut ainsi alimenter la caténaire (ligne sur laquelle la locomotive prélève l'énergie électrique) en haute tension alternative, un transformateur placé sur la motrice fournissant la tension convenable. On lui préfère aujourd'hui le moteur continu alimenté par un transformateur et des ponts redresseurs, la caténaire étant toujours en haute tension alternative.

128. *Moteur à répulsion.*

1° **Expérience d'Elihu Thomson.** — Si l'on place un anneau métallique autour du noyau d'une bobine monophasée (fig. 329), il est violemment repoussé quand on alimente la bobine en alternatif. L'explication en est simple : l'anneau est un secondaire de transformateur en court-circuit, les ampères-tours y sont en opposition avec ceux du primaire, or nous savons que deux courants en opposition se repoussent. On peut aussi dire que la répulsion est une conséquence de la loi de Lenz.

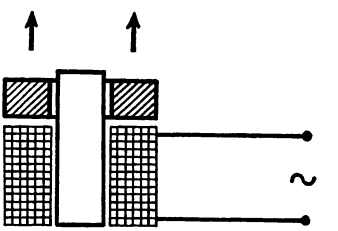


Fig. 329. — *Expérience de Thomson.*

2° **Constitution d'un moteur à répulsion.** — C'est un moteur monophasé série dans lequel les balais, réglables en position autour du collecteur, sont court-circuités par un fil de résistance négligeable.

3° **Principe.** — a) *Balais calés sur la ligne neutre* (⊥ à l'axe des pôles).

Considérons seulement quatre conducteurs appartenant à deux spires.

1. *En continu* (fig. 330). — Le flux sortant du pôle est constant et le rotor tourne. Pour le sens de rotation indiqué le flux croît à travers la

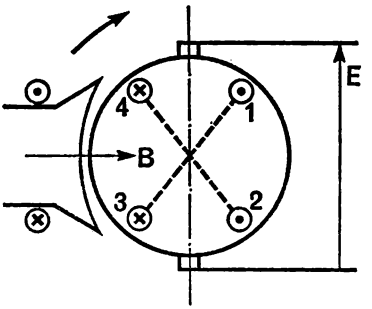


Fig. 330. — *Avec un flux constant il y a une force électromotrice.*

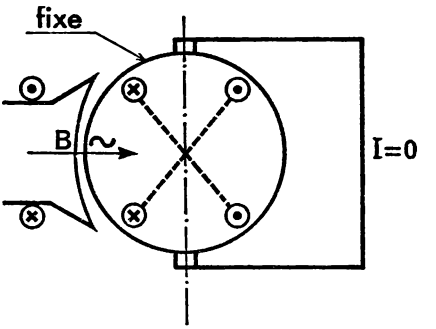


Fig. 331. — *Avec un flux alternatif la f.é.m. entre balais est nulle.*

spire 2-4 et décroît à travers la spire 1-3, les f.é.m. induites y sont de sens opposés et il y a une f.é.m. résultante entre les balais (génératrice à courant continu).

2. *En alternatif* (fig. 331). — Le flux sortant du pôle varie et le rotor est supposé fixe. Le flux varie dans le même sens à travers les deux spires, la f.é.m. y est la même et, **par opposition au cas précédent, la f.é.m. entre balais est nulle** ainsi que le courant dans les conducteurs et dans le fil de court-circuit.

Le courant étant nul, il n'y a pas de forces électromagnétiques ni de couple moteur : le rotor ne tourne pas.

b) *Balais calés sur l'axe des pôles.* — 1. *En continu.* — Nous savons que la f.é.m. induite est nulle $\left(E\cos\alpha \text{ avec } \alpha = \frac{\pi}{2}\right)$.

2. *En alternatif* (fig. 332). — En faisant un raisonnement analogue au cas *a*), on conclut que la f.é.m. induite est maximale ainsi que le courant. Il y aura donc une force électromagnétique développée sur chaque conducteur mais les forces sont opposées deux à deux et le couple résultant est nul : le rotor ne tourne pas.

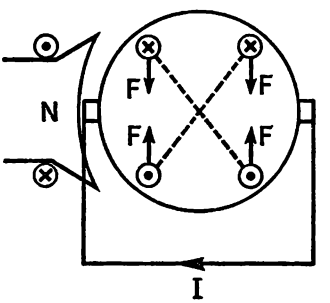


Fig. 332. — *Le couple est nul bien que le courant ne le soit plus.*

c) *Calage quelconque.* — La f.é.m. entre balais est plus petite que pour un calage sur l'axe des pôles mais les forces ne s'annulent plus deux à deux : il y a un couple résultant et le rotor tourne dans le

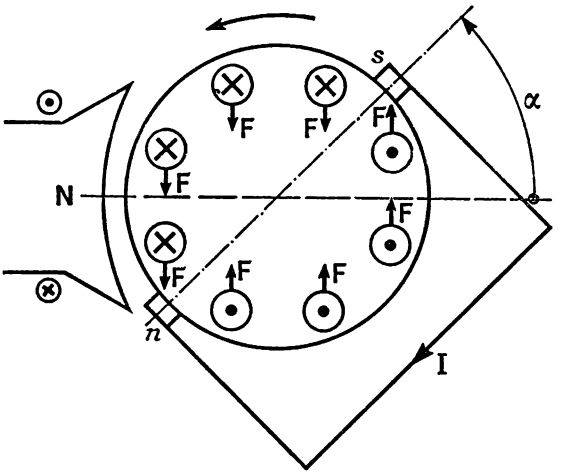


Fig. 333. — *Il y a répulsion et le rotor tourne.*

sens indiqué (fig. 333). Remarquons que l'induit est équivalent à une bobine dont les polarités **n** et **s** sont faciles à trouver (tire-bouchon de Maxwell) et qu'**il y a bien répulsion** entre faces de même nom.

On peut retenir que le rotor tourne dans le sens du décalage des balais par rapport à l'axe des pôles.

4° **Propriétés.** — Les propriétés du moteur à répulsion sont voisines de celles du moteur série. Le couple de démarrage est fonction de l'angle α du calage des balais par rapport à l'axe des pôles (fig. 334).

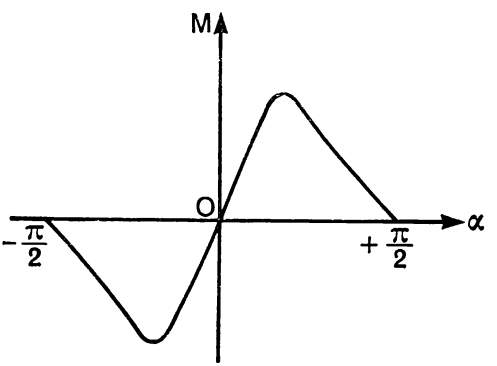


Fig. 334. — *Le couple de démarrage varie avec α.*

NOTE COMPLÉMENTAIRE N° 1

MESURE DE PUISSANCE EN TRIPHASÉ ÉQUILIBRÉ

1° **Rappels** [1] — La méthode utilisée est celle des deux wattmètres (ou d'un seul avec commutateur). Les deux lectures sont notées P_A et P_B, l'une d'elles pouvant être négative.

La somme algébrique est la puissance active :

$$P = P_A + P_B = UI\sqrt{3}\cos\varphi$$

La valeur absolue de la différence algébrique multipliée par $\sqrt{3}$ est la puissance réactive :

$$|\ P_A - P_B\ |\ \sqrt{3} = Q$$

Nous supposerons que P_A est la plus grande valeur et nous écrirons :

$$Q = (P_A - P_B)\sqrt{3} = UI\sqrt{3}\sin\varphi$$

Il est donc possible de trouver tg φ puis le facteur de puissance à l'aide de P_A et de P_B.

2° **Calculs :**

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{Q}{P} = \frac{(P_A - P_B)\sqrt{3}}{P_A + P_B}$$

Posons $k = \dfrac{P_B}{P_A}$ et divisons le numérateur et le dénominateur de tg φ par P_A :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\left(1 - \dfrac{P_B}{P_A}\right)\sqrt{3}}{1 + \dfrac{P_B}{P_A}} = \frac{(1-k)\sqrt{3}}{1+k}$$

La relation $\cos^2\varphi = \dfrac{1}{1 + \operatorname{tg}^2\varphi}$ permet le calcul du facteur de puissance :

$$\operatorname{tg}^2\varphi = \frac{3\,(1-k)^2}{(1+k)^2} \qquad 1 + \operatorname{tg}^2\varphi = \frac{(1+k)^2}{(1+k)^2} + \frac{3\,(1-k)^2}{(1+k)^2} = \frac{4 - 4k + 4k^2}{(1+k)^2}$$

d'où :

$$\cos^2\varphi = \frac{(1+k)^2}{4\,(k^2 - k + 1)}$$

---

(1) Voir cours de 1re T.I., F2, § 81.

et enfin :

$$\cos\varphi = \frac{1+k}{2\sqrt{k^2-k+1}} \qquad (35)$$

3° **Applications.** — Le plus souvent, lors des mesures en triphasé équilibré, le facteur de puissance est déterminé par cette formule. Pour éviter d'avoir à effectuer les calculs à chaque fois, on dresse une table de correspondance. Dans la table ci-dessous P_A est toujours la plus grande des deux puissances et $k = \frac{P_B}{P_A}$. Les valeurs négatives de k correspondent à des déviations de sens contraires des deux wattmètres ($P_B < 0$).

k	cos φ	k	cos φ	k	cos φ	k	cos φ
1,00	1,000	0,48	0,854	— 1,00	0,000	— 0,48	0,199
0,98	1,000	0,46	0,842	— 0,98	0,006	— 0,46	0,209
0,96	0,999	0,44	0,829	— 0,96	0,012	— 0,44	0,219
0,94	0,999	0,42	0,816	— 0,94	0,018	— 0,42	0,230
0,92	0,997	0,40	0,803	— 0,92	0,024	— 0,40	0,240
0,90	0,996	0,38	0,789	— 0,90	0,030	— 0,38	0,251
0,88	0,994	0,36	0,775	— 0,88	0,037	— 0,36	0,262
0,86	0,992	0,34	0,761	— 0,86	0,043	— 0,34	0,274
0,84	0,989	0,32	0,746	— 0,84	0,050	— 0,32	0,285
0,82	0,986	0,30	0,731	— 0,82	0,057	— 0,30	0,297
0,80	0,982	0,28	0,716	— 0,80	0,064	— 0,28	0,309
0,78	0,978	0,26	0,701	— 0,78	0,071	— 0,26	0,321
0,76	0,973	0,24	0,686	— 0,76	0,078	— 0,24	0,334
0,74	0,968	0,22	0,670	— 0,74	0,086	— 0,22	0,346
0,72	0,962	0,20	0,655	— 0,72	0,094	— 0,20	0,359
0,70	0,956	0,18	0,639	— 0,70	0,101	— 0,18	0,372
0,68	0,950	0,16	0,623	— 0,68	0,109	— 0,16	0,386
0,66	0,942	0,14	0,608	— 0,66	0,117	— 0,14	0,399
0,64	0,935	0,12	0,592	— 0,64	0,126	— 0,12	0,413
0,62	0,926	0,10	0,577	— 0,62	0,134	— 0,10	0,427
0,60	0,918	0,08	0,561	— 0,60	0,143	— 0,08	0,441
0,58	0,908	0,06	0,546	— 0,58	0,152	— 0,06	0,456
0,56	0,899	0,04	0,530	— 0,56	0,161	— 0,04	0,470
0,54	0,888	0,02	0,515	— 0,54	0,170	— 0,02	0,485
0,52	0,877	0,00	0,500	— 0,52	0,179	— 0,00	0,500
0,50	0,866			— 0,50	0,189		

NOTE COMPLÉMENTAIRE N° 2

DIAGRAMME DU DIPOLE

1° L'attention du lecteur a été attirée sur les analogies de construction des diagrammes de Behn-Eschenburg et de Kapp. Chaque fois qu'un système a une impédance qui peut se mettre en série avec une charge on retrouve un diagramme semblable, appelé **diagramme du dipôle.**

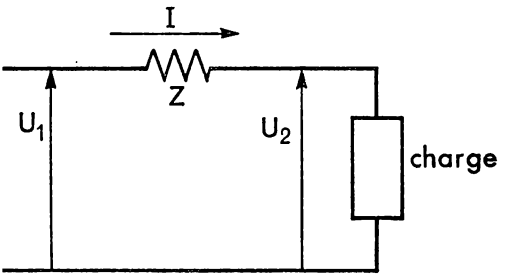


Fig. 335. — *Schéma équivalent.*

2° Schéma équivalent (fig. 335) :

U_1 est la tension d'entrée.

U_2 est la tension de sortie.

Z est l'impédance du dipôle : $Z = R + jX$ [1].

I est le courant commun au dipôle et à la charge.

3° Relation entre les grandeurs :

a) Forme vectorielle :

$$\vec{U}_1 = \vec{U}_2 + \vec{RI} + (\vec{XI}).$$

b) Forme complexe :

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_2 + R\bar{I} + jX\bar{I}.$$

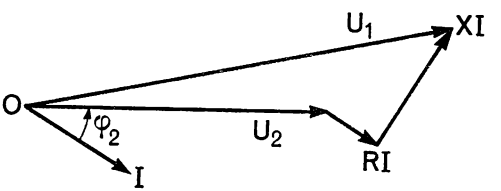


Fig. 336. — *Graphique des tensions.*

Le graphique de Fresnel correspondant est donné figure 336.

4° **Usage du diagramme.** — L'une des deux tensions, U_1 ou U_2, étant connue on détermine les variations de l'autre en fonction de l'une des deux variables I (valeur efficace) ou φ_2 (déphasage de I sur U_2) [2].

On a donc quatre cas possibles.

---

(1) $X = +L\omega$ ou $X = -\frac{1}{C\omega}$.

(2) L'angle φ_2 est rarement utilisé.

A) U_2 DONNÉ. — 1° **Le courant I est variable** (fig. 337). — I est pris comme origine des phases et on trace d'abord U_2 puis les chutes de tension AB = RI et BC = XI, la somme vectorielle est U_1. Quand le courant varie, le triangle ABC des chutes de tension reste semblable à lui-même et le lieu de C, extrémité de U_1, est la droite Δ.

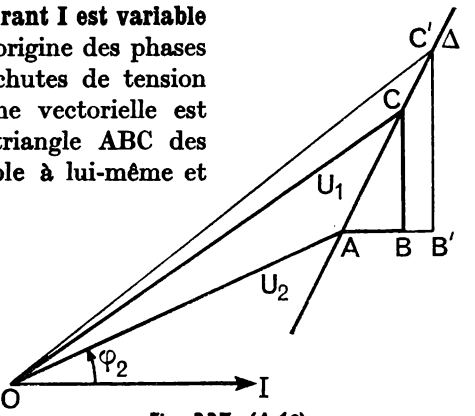


Fig. 337. (A-1°).

2° **Le déphasage φ_2 est variable** (fig. 338). — U_2 est pris pour origine. Le triangle ABC est indéformable mais tourne autour de A, le côté AB restant parallèle à I. Le lieu de l'extrémité C de U_1 est le cercle Γ de centre A et de rayon $AC = I\sqrt{R^2 + X^2}$.

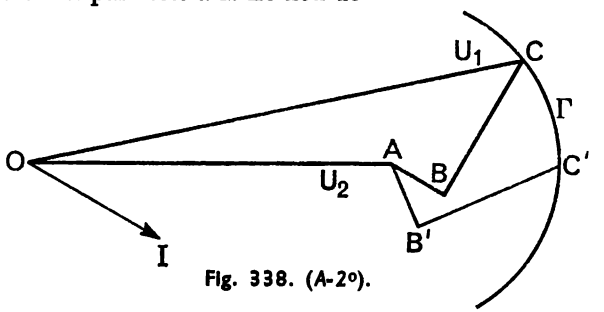


Fig. 338. (A-2°).

B) U_1 DONNÉ. — 1° **Le courant I est variable** (fig. 339). — I est pris pour origine des phases. On trace le cercle Γ de centre O et de rayon U_1 et on porte OA = RI sur I et AB = XI en quadrature avant. La tension U_2 a l'extrémité B de XI pour origine et est parallèle à la droite Ox telle que $(\vec{I}, \vec{Ox}) = \varphi_2$. La tension U_2 a pour extrémité l'intersection de Γ et de la parallèle à Ox menée par B. Quand I varie le triangle OAB des chutes de tension reste semblable à lui-même et U_2 est compris entre Δ et Γ.

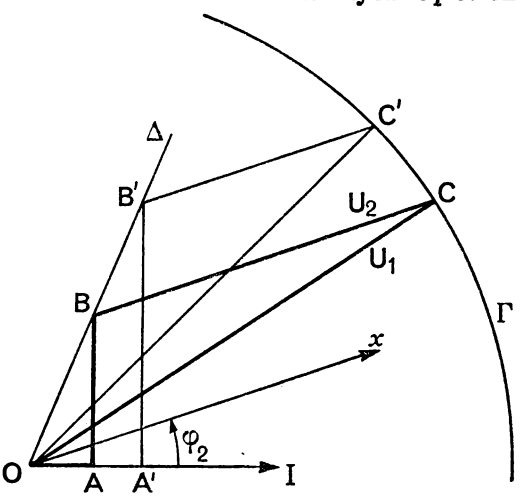


Fig. 339. (B-1°).

2° **Le déphasage φ_2 est variable** (fig. 340). — I est toujours origine des phases et on trace encore le cercle Γ. Le triangle OAB des chutes de tension est constant. La tension U_2 est comprise entre B (extrémité de XI) et le cercle Γ, de plus, U_2 forme avec Bx, parallèle à I, l'angle φ_2.

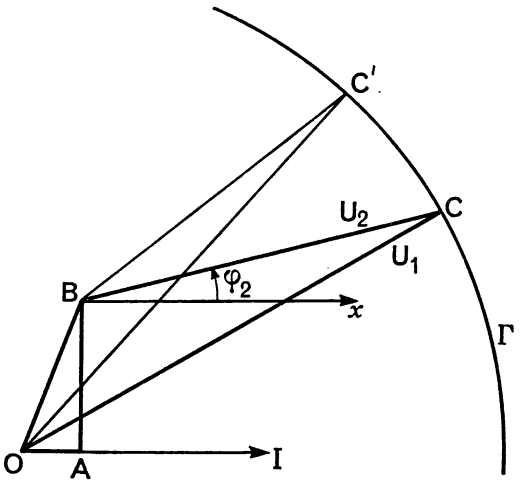


Fig. 340. (B-2°).

3° **Applications.** — Les résultats ci-dessus sont valables pour :

— un transformateur (Kapp);

— un alternateur (Behn-Eschenburg);

— un moteur synchrone (Blondel) [1];

— une ligne de transport (sans capacité).

Nous donnons dans le tableau ci-dessous la correspondance entre les notations du diagramme et celles utilisées dans les différents chapitres.

Diagramme du dipole	Transformateur	Alternateur	Moteur synchrone	Ligne
U_1	U'_1	E_φ	U	U_1
U_2	U_2	U	E'_φ	U_2
I	I_2	I	I	I
φ_2	φ_2	φ	φ-θ	φ

(1) Pour un moteur synchrone le fonctionnement à I ou φ constant est sans intérêt.

PROBLÈMES DE RÉVISION

Pour permettre l'utilisation rationnelle de ces problèmes nous avons précisé, entre crochets, le numéro du chapitre après lequel chacun d'eux peut être donné.

1. [Chap. 1]. — Le circuit magnétique de la figure 16 comporte deux entrefers de 0,2 mm. Calculer la force magnétomotrice qui permet d'avoir dans l'entrefer une induction de 1,4 T (Courbe B). On admettra :

a) Que le flux est le même dans l'armature et dans l'entrefer.

b) Que le flux dans la culasse (fer à cheval) est 1,15 fois le flux de l'entrefer ($v = 1{,}15$).

2. [Chap. 2]. — Avec le circuit magnétique de la figure 15, on veut fabriquer un électro-aimant qui, avec entrefer nul, doit avoir une force portante de 1 440 N. On donne (en mm) :

$a = 20$; $b = 35$; diamètre $d = 32$; $e = 0$; $f = 35$; $g = 25$; $h = 100$; $i = 100$.

Toutes les parties du circuit sont en acier doux (Courbe A), les fuites sont négligées. Calculer :

1° L'induction à obtenir dans les noyaux.

2° Le courant qui doit traverser les 400 spires de chacune des deux bobines.

3° Le courant qui serait nécessaire avec deux entrefers $e = 0{,}1$ mm pour obtenir la même induction dans les noyaux, donc la même force. On négligera les fuites.

3. [Chap. 2]. — L'électroaimant de levage de la figure 21 a les dimensions suivantes :

Noyau central (pôle N) : 0,4 m de diamètre.
Couronne extérieure (pôle S) : 1 mètre de diamètre extérieur.

1° Calculer le diamètre intérieur de la couronne pour qu'elle ait même surface que le noyau central.

2° L'induction étant de 1,6 T (Courbe A) :

a) Calculer la force portante.

b) Déterminer la force magnétomotrice (pas de fuites, pas d'entrefer) pour une ligne de force moyenne de 3 m.

4. [Chap. 5]. — La caractéristique en charge d'une génératrice à excitation indépendante constante $i = 2$ A a été relevée à 1 600 tr/mn :

I (A)	0	10	20	30	40
U (V)	240	235	229	222	213

1° Sachant que l'induit a une résistance $R = 0{,}3\ \Omega$, calculer pour chaque valeur du courant la valeur de la réaction d'induit et tracer la courbe correspondante.

2° Calculer pour chaque valeur du courant :

a) La puissance utile.

b) Les pertes joules dans l'induit.

c) Le rendement de la machine, sachant que les pertes constantes sont de 275 W et que la tension d'alimentation des inducteurs est $u = 110$ V.

5. [Chap. 5]. — On donne les caractéristiques à vide et de réaction d'induit, relevées à 1 320 tr/mn, d'une génératrice à excitation indépendante.

a) Caractéristique à vide

i (A)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6
E (V)	4	53	99	125	140	151	158	164	169

b) Réaction d'induit

I (A)	10	20	30	40	50	60
e (V)	1,5	3	5	7,5	10,5	14

On connaît en outre les résistances de l'induit $R = 0{,}2\ \Omega$ et de l'inducteur $r = 80\ \Omega$. L'excitation constante est réglée à $i = 0{,}8$ A.

1° Calculer la tension U correspondant aux différents courants et tracer la caractéristique en charge.

2° La tension d'excitation étant $u = 120$ V, calculer la résistance du rhéostat d'excitation.

3° Déterminer le rendement pour chaque valeur du courant débité du tableau *b*, sachant que les pertes constantes sont de 200W.

4° Quelle serait la force électromotrice à vide sans rhéostat d'excitation?

6. [Chap. 6]. — Une génératrice shunt débite dans une charge un courant de 30 A sous une tension de 240 V. La résistance du rotor est $R = 0{,}3\ \Omega$ et celle du circuit inducteur $r = 160\ \Omega$. Les pertes constantes étant de 450W, calculer :

1° Le courant dans l'induit. 2° La f.é.m. 3° Les pertes joules induit et inducteur. 4° Le rendement.

7. [Chap. 6]. — La caractéristique à vide d'une génératrice shunt a été relevée à 1 500 tr/mn :

i (A)	0	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,50	1,75	2
E (V)	8	106	198	250	280	302	316	328	338

La résistance de l'inducteur $r = 180\ \Omega$.

1° Tracer la caractéristique à vide et déterminer graphiquement la résistance de désamorçage.

2° Quelle serait sans rhéostat d'excitation la f.é.m. de la machine?

3° Quelle valeur faut-il donner à la résistance de ce rhéostat pour avoir $E = 280$ V?

4° Tracer la caractéristique à vide à 1 800 tr/mn et déterminer la f.é.m. obtenue si l'on conserve le rhéostat du 3°.

8. [Chap. 7]. — Une génératrice tétrapolaire possède les caractéristiques suivantes :

a) Flux sous un pôle : $\Phi = 0{,}02$ Wb.

b) Conducteurs de l'induit répartis en deux voies d'enroulement ;
Nombre : $N = 480$; longueur moyenne : $l = 0{,}6$ m; section : $S = 6$ mm^2; résistivité : $\rho = 2.10^{-8}\Omega$m.

c) Vitesse 1 500 tr/mn.
Calculer :

1° La résistance d'un conducteur et celle de l'induit.

2° La f.é.m. de la machine.

3° Le courant qu'elle peut débiter si l'on admet une densité de courant $\Delta = 3{,}5$ A/mm^2.

4° La puissance électrique totale.

9. [Chap. 10]. — Un moteur à excitation shunt fonctionne sous une tension constante de 220 V. La résistance de l'induit est R = 0,2 Ω et celle du circuit inducteur r = 110 Ω. Il tourne à la vitesse de 1 500 tr/mn quand il absorbe un courant total de 50 A. Calculer :

1° La f.c.é.m.

2° La puissance absorbée, les pertes joules et la puissance utile si les pertes constantes sont de 300 W.

3° Le rendement.

4° Le couple moteur utile.

5° La vitesse du moteur quand il absorbe un courant total de 26 A.

10. [Chap. 10]. — Un moteur à excitation shunt fonctionne sous une tension constante de 550 V. La résistance de l'induit est R = 0,2 Ω et celle de l'inducteur r = 150 Ω. Il tourne à la vitesse de 600 tr/mn quand l'induit absorbe un courant de 100 A et que le rhéostat d'excitation a une résistance de 70 Ω.

A) Calculer dans les conditions ci-dessus :

1° La f.c.é.m.

2° Les puissances absorbée et utile sachant que les pertes constantes sont de 1 200 W.

3° Le rendement.

4° Le couple moteur utile.

B) En admettant que le circuit magnétique ne soit pas saturé (Φ et i proportionnels) :

5° Calculer la valeur de la résistance du rhéostat d'excitation qui donnera une vitesse de 750 tr/mn pour le courant de 100 A.

6° Quelle serait la vitesse du moteur sans rhéostat?

11. [Chap. 10]. — Un moteur série fonctionne sous 120 V. La résistance totale (induit + inducteur) est R = 0,3 Ω.

1° Sachant qu'il tourne à 740 tr/mn quand il absorbe 30 A, calculer sa vitesse pour les courants suivants (circuit magnétique non saturé) : 10, 20 et 40 A.

2° Calculer pour chaque valeur du courant (y compris 30 A) et en négligeant les pertes constantes :

a) le couple moteur;

b) le rendement.

12. [Chap. 13]. — Une bobine à noyau de fer absorbe une puissance de 25 W et un courant de 0,8 A quand on lui applique une tension 220 V, 50 Hz. La résistance de la bobine étant négligeable :

1° Calculer l'impédance équivalente à la bobine et le facteur de puissance.

2° Calculer le courant actif et le courant réactif puis la résistance pure et la réactance pure leur correspondant (fig. 145).

3° Calculer l'induction maximale sachant que le fer a une section de 15 cm^2 et que la bobine comporte 600 spires.

13. [Chap. 16]. — Un transformateur monophasé 220/110 V, 50 Hz absorbe à vide un courant magnétisant purement réactif $I_0 = 1$ A. Les résistances des enroulements et les fuites étant négligées, déterminer le courant et le facteur de puissance primaires quand le secondaire débite : 5-10-15 A et pour les facteurs de puissance suivants :

a) $\cos \varphi_2 = 1$;

b) $\cos \varphi_2 = 0{,}6$ (charge inductive).

14. [Chap. 16]. — Un transformateur monophasé 220/120 V, 50 Hz, a une section de fer de 20 cm^2 et une ligne de force moyenne de 0,7 m.

1° Calculer le nombre de spires du primaire pour que l'induction maximale soit de 1 tesla. Quel est le nombre de spires du secondaire?

2° Déterminer le courant maximal et le courant efficace correspondants à cette induction ; on donne quelques points de la courbe d'aimantation en alternatif.

H (A/m)	0	200	400	600	800	1 000	2 000	6 000
B (T)	0	1	1,28	1,36	1,46	1,52	1,7	2

3° La puissance apparente du transformateur est S = 1 320 VA, quels sont les courants nominaux du primaire et du secondaire?

4° On branche par erreur le secondaire sur le secteur 220 V, 50 Hz, quel est le courant magnétisant?

15. [Chap. 16]. — Un transformateur monophasé 220/24 V comporte 450 spires au primaire. On l'utilise pour alimenter en toute sécurité (humidité) l'éclairage des galeries intérieures d'un barrage. Cet éclairage comporte 150 lampes de 40 W.

Calculer :

1° Le nombre de spires du secondaire.

2° Les courants primaire et secondaire quand toutes les lampes sont allumées.

3° Le rendement du transformateur sachant que les pertes à vide sont de 150 W et les pertes joules totales des deux enroulements sont de 60 W pour un courant secondaire de 100 A.

16. [Chap. 16]. — Un transformateur triphasé 380/220 V a un primaire en triangle et un secondaire en étoile. Il alimente un récepteur équilibré dont la puissance est 4 kW et le facteur de puissance cos $\varphi = 0,85$ (charge inductive).

1° Calculer le courant secondaire et le courant primaire dans un fil de ligne.

2° Quel est le courant dans un enroulement primaire?

3° Un essai à vide a donné $P_0 = 100$ W et un essai en court-circuit $P_{1cc} = 90$ W pour $I_2 = 10$ A. Calculer le rendement du transformateur pour la charge de 4 kW.

17. [Chap. 18]. — Un alternateur monophasé, 8 pôles fournit un courant de 25 A sous une tension de 220 V, 50 Hz et avec un facteur de puissance égal à 0,8. La résistance du stator est $R = 0,2\ \Omega$, les pertes constantes sont de 300 W et le rotor consomme 4 A sous une tension de 50 V. Calculer :

1° La puissance utile;

2° Les pertes joules, la puissance absorbée et le rendement;

3° Le vitesse de rotation;

4° Le flux sous un pôle sachant que le stator comporte 120 conducteurs (Coefficient de Kapp 2,2).

18. [Chap. 18]. — Un alternateur triphasé étoile, 4 pôles, fournit un courant de 800 A sous une tension de 380 V, 50 Hz et avec un facteur de puissance de 0,85. La résistance entre deux phases du stator est $R = 0,01\ \Omega$, le rotor consomme 150 A sous une tension de 24 V et les pertes constantes sont de 7 kW. Calculer :

1° La puissance utile;

2° Les pertes joules, la puissance absorbée et le rendement;

3° La vitesse de rotation;

4° Le nombre de conducteurs par phase sachant que le flux sous un pôle est de 0,025 Wb (coefficient de Kapp égal à 2,2).

19. [Chap. 18]. — Un alternateur triphasé fonctionne à tension constante U = 5 000 V, 50 Hz. On connaît sa caractéristique à vide (rectiligne entre 0 et 3 100 V).

i (A)	0	40	70	100	150	200
E (V)	0	3 100	5 000	6 200	7 000	7 500

D'autre part un essai en court-circuit a donné I = 1 550 A pour i = 40 A.

1° Déterminer par la méthode de Behn-Eschenburg, et en négligeant la chute ohmique, la valeur à donner au courant d'excitation pour obtenir une tension de 5 000 V avec un cos φ de 0,85 (charge inductive) pour chacun des courants :

500 — 1 000 — 1 500 — 2 000 A.

2° La résistance entre deux phases du stator étant R = 0,04 Ω et celle de l'inducteur r = 2 Ω, calculer le rendement correspondant à chaque débit en tenant compte de 200 kW de pertes constantes.

20. [Chap. 22]. — Un moteur synchrone triphasé fonctionne sous une tension constante 5 000 V, 50 Hz et tourne à 1 500 tr/mn. Il absorbe une puissance constante de 250 kW. Calculer :

1° Le nombre de pôles et le couple moteur.

2° La valeur du courant absorbé et son déphasage sur la tension :

a) Quand le moteur fournit au réseau 200 kvar de puissance réactive.

b) Quand le moteur absorbe 100 kvar de puissance réactive.

21. [Chap. 22]. — 1° Déterminer les courbes en V d'un moteur synchrone triphasé fonctionnant sous 380 V, 50 Hz quand il absorbe une puissance de 20, puis 40 kW. On connaît sa réactance Lω = 4 Ω (valeur composée) et sa caractéristique à vide, la résistance est négligée :

i (A)	0	4	8	12	16	20	30	40
E (V)	0	185	340	435	490	520	580	610

On choisira les valeurs suivantes pour cos φ :

I en arrière : 0,7-0,8-0,9-1.
I en avant : 0,8-0,9.

2° Quel est dans chaque cas le coefficient de stabilité du moteur?

22. [Chap. 25]. — Une installation 380 V, 50 Hz comporte :

a) 40 moteurs asynchrones triphasés de 3 kW de puissance utile, dont le rendement est 80 % et le facteur de puissance 0,8.

b) 5 moteurs asynchrones triphasés de 10 kW de puissance utile, dont le rendement est 88 % et le facteur de puissance 0,85. Calculer :

1° Le courant absorbé par un petit moteur.

2° Le courant absorbé par un gros moteur.

3° Le courant total en ligne quand tous les moteurs fonctionnent.

4° La capacité de chacun des trois condensateurs qui montés en triangle relèveraient à 0,9 le facteur de puissance d'un petit moteur.

23. [Chap. 25]. — La plaque signalétique d'un moteur asynchrone triphasé porte les indications suivantes :

$U = 380$ V; $f = 50$ Hz; $n = 485$ tr/mn; P (utile) $= 5$ kW; $\cos\varphi = 0{,}85$; $I = 11$ A.

1° Calculer le glissement, le couple utile, et le rendement correspondant aux indications.

2° Pour vérifier les indications on effectue deux essais sous une tension de 380 V :

— L'un à vide : $P_0 = 600$ W, $I_0 = 4$ A.
— L'autre en charge : P (absorbée) $= 6\,200$ W, $I = 11$ A, $g = 3$ %.

La résistance entre phases du stator est $R = 1{,}2\ \Omega$. Calculer :

a) Le facteur de puissance à vide.

b) La vitesse, le couple utile et le rendement avec les résultats des deux essais. Comparer ces valeurs à celles du 1°.

24. [Chap. 25]. — Un moteur asynchrone triphasé 380 V, 50 Hz, 8 pôles a été essayé à vide et pour trois charges différentes :

Fonctionnement	I (A)	P_a (W)	g (%)
Vide	10	875	0,3
Demi-charge	20	9 800	1,4
Charge nominale	35	18 200	2,7
Surcharge	46	24 000	3,5

Après avoir déterminé les pertes constantes, calculer pour chacun des essais :

1° La vitesse.

2° Le facteur de puissance.

3° La puissance utile et le rendement sachant que la résistance entre phases du stator est $R = 0{,}05\ \Omega$.

4° Le couple utile.

25. [Chap. 25]. — En démarrage direct (triangle) un moteur asynchrone triphasé 380/660 V, 50 Hz, absorbe un courant de 50 A et développe un couple moteur de 150 m.N.

1° Sur quel secteur peut-on utiliser le démarrage étoile-triangle?

2° Ce procédé de démarrage étant utilisé, calculer :

a) Le courant absorbé.

b) Le couple moteur ou démarrage.

3° Calculer la puissance utile et le rendement du moteur en marche normale sachant qu'il absorbe alors un courant de 12 A sous un $\cos\varphi$ de 0,8. La résistance d'une phase est $R = 1{,}4\ \Omega$, les pertes constantes sont de 500 W et le glissement est de 3,4 %.

Achevé d'imprimer le 14 Novembre 1975
par FD - IMPRIMERIE ALENÇONNAISE
Rue Édouard-Belin - 61002 — Alençon
Dépot légal : 83709
N° d'Éditeur Tc 20118 (PSM. c. VII)
Dépot légal : 4e trimestre 1975
Imprimé en France